



IN THE UNITED STATES PATENT AND TRADEMARK OFFICE

In re application of :  
Mitsuo UEDA et al. : **Confirmation No. 3009**  
Serial No. 10/822,798 : **Mail Stop: MISSING PARTS**  
Filed April 13, 2004 : **Attorney Docket No. 2004\_0576A**  
MOTOR DRIVING APPARATUS :

**CLAIM OF PRIORITY UNDER 35 USC 119**

Commissioner for Patents  
P.O. Box 1450  
Alexandria, VA 22313-1450

THE COMMISSIONER IS AUTHORIZED  
TO CHARGE ANY DEFICIENCY IN THE  
FEES FOR THIS PAPER TO DEPOSIT  
ACCOUNT NO. 23-0975

Sir:

Applicants in the above-entitled application hereby claim the date of priority under the International Convention of Japanese Patent Application No. 2003-109395, filed April 14, 2003, as acknowledged in the Declaration of this application.

A certified copy of said Japanese Patent Application is submitted herewith.

Respectfully submitted,

Mitsuo UEDA et al.

By

Jeffrey R. Filipek  
Registration No. 41,471  
Attorney for Applicants

JRF/fs  
Washington, D.C. 20006-1021  
Telephone (202) 721-8200  
Facsimile (202) 721-8250  
August 9, 2004

日 本 国 特 許 庁  
JAPAN PATENT OFFICE

別紙添付の書類に記載されている事項は下記の出願書類に記載されて  
いる事項と同一であることを証明する。

This is to certify that the annexed is a true copy of the following application as filed  
with this Office.

出 願 年 月 日  
Date of Application: 2 0 0 3 年 4 月 1 4 日

出 願 番 号  
Application Number: 特 願 2 0 0 3 - 1 0 9 3 9 5  
ST. 10/C]: [ J P 2 0 0 3 - 1 0 9 3 9 5 ]

願 人  
Applicant(s): 松下電器産業株式会社

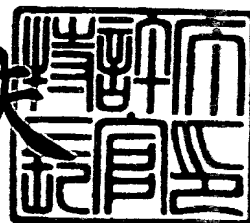
BEST AVAILABLE COPY

CERTIFIED COPY OF  
PRIORITY DOCUMENT

2 0 0 4 年 4 月 6 日

特許庁長官  
Commissioner,  
Japan Patent Office

今 井 康 夫



【書類名】 特許願

【整理番号】 2022040358

【提出日】 平成15年 4月14日

【あて先】 特許庁長官殿

【国際特許分類】 H02P 6/18  
H02P 6/02

【発明者】

【住所又は居所】 大阪府門真市大字門真 1 0 0 6 番地 松下電器産業株式会社内

【氏名】 植田 光男

【発明者】

【住所又は居所】 大阪府門真市大字門真 1 0 0 6 番地 松下電器産業株式会社内

【氏名】 中田 秀樹

【特許出願人】

【識別番号】 000005821

【氏名又は名称】 松下電器産業株式会社

【代理人】

【識別番号】 100081813

【弁理士】

【氏名又は名称】 早瀬 憲一

【電話番号】 06(6395)3251

【手数料の表示】

【予納台帳番号】 013527

【納付金額】 21,000円

【提出物件の目録】

【物件名】 明細書 1

【物件名】 図面 1

【物件名】 要約書 1

【包括委任状番号】 9600402

【プルーフの要否】 要

【書類名】 明細書

【発明の名称】 モータ駆動装置

【特許請求の範囲】

【請求項 1】 モータを駆動するモータ駆動装置であって、  
単相交流電源を入力とする整流回路と、  
上記整流回路に接続され、上記モータに電流及び電圧を出力するインバータ回路と、  
上記モータが駆動されるよう上記インバータ回路を制御するインバータ制御部とを備え、  
上記インバータ制御部は、  
上記単相交流電源の電圧を推定する電源電圧推定部を有し、  
上記電源電圧推定部が推定した電源電圧がゼロ電圧からピーク電圧へ移行しているとき、上記インバータ回路の出力電流あるいは出力電圧の値を小さくする第 1 の制御と、上記電源電圧推定部が推定した電源電圧がピーク電圧からゼロ電圧へ移行しているとき、上記インバータ回路の出力電流あるいは出力電圧の値を大きくする第 2 の制御のうちの少なくとも一方の制御を行う、  
ことを特徴とするモータ駆動装置。

【請求項 2】 モータを駆動するモータ駆動装置であって、  
単相交流電源を入力とする整流回路と、  
上記整流回路に接続され、上記モータに電流及び電圧を出力するインバータ回路と、  
上記モータが駆動されるよう上記インバータ回路を制御するインバータ制御部とを備え、  
上記インバータ制御部は、  
上記単相交流電源の電圧を推定する電源電圧推定部と、  
上記インバータ回路に入力される電圧を検出するインバータ入力電圧検出部とを有し、  
上記電源電圧推定部が推定した電源電圧の絶対値と、上記インバータ入力電圧検出部が検出したインバータ入力電圧とを比較し、上記インバータ入力電圧が上

記推定された電源電圧の絶対値より高いとき、上記インバータの出力電流あるいは出力電圧の値を大きくする、

ことを特徴とするモータ駆動装置。

【請求項 3】 DC ブラシレスモータを駆動するモータ駆動装置であって、単相交流電源を入力とする整流回路と、

上記整流回路に接続され、上記 DC ブラシレスモータに電流及び電圧を出力するインバータ回路と、

上記 DC ブラシレスモータが駆動されるよう上記インバータ回路を制御するインバータ制御部とを備え、

上記インバータ制御部は、

上記単相交流電源の電圧を推定する電源電圧推定部と、

上記インバータ回路に入力される電圧を検出するインバータ入力電圧検出部とを有し、

上記電源電圧推定部が推定した電源電圧の絶対値と、上記インバータ入力電圧検出部が検出したインバータ入力電圧とを比較し、上記インバータ入力電圧が上記推定された電源電圧の絶対値より高いとき、上記インバータ回路の出力電流あるいは出力電圧の位相を進める、

ことを特徴とするモータ駆動装置。

【請求項 4】 インダクションモータを駆動するモータ駆動装置であって、単相交流電源を入力とする整流回路と、

上記整流回路に接続され、上記モータに電流及び電圧を出力するインバータ回路と、

上記インダクションモータが駆動されるよう上記インバータ回路を制御するインバータ制御部とを備え、

上記インバータ制御部は、

上記単相交流電源の電圧を推定する電源電圧推定部と、

上記インバータ回路に入力される電圧を検出するインバータ入力電圧検出部とを有し、

上記電源電圧推定部が推定した電源電圧の絶対値と、上記インバータ入力電圧

検出部が検出したインバータ入力電圧とを比較し、上記インバータ入力電圧が上記推定された電源電圧の絶対値より高いとき、上記インバータ回路の出力電流あるいは出力電圧の角速度を小さくする、

ことを特徴とするモータ駆動装置。

【請求項 5】 請求項 1 から 4 のいずれかに記載のモータ駆動装置において

、  
上記電源電圧推定部は、

上記単相交流電源のゼロクロスタイミングを検出するゼロクロス検出部を有し

、  
上記ゼロクロス検出部が検出したゼロクロスタイミングから上記単相交流電源の電圧を推定する、

ことを特徴とするモータ駆動装置。

【請求項 6】 請求項 2 から 4 のいずれかに記載のモータ駆動装置において

、  
上記電源電圧推定部は、

上記インバータ入力電圧検出部が検出したインバータ入力電圧に基づいて、インバータ入力電圧が最大値をとるタイミングを検出するタイミング検出部を有し

、  
上記タイミング検出部が検出したタイミングと、そのときの上記インバータ入力電圧検出部からの検出出力であるインバータ入力電圧値とから上記単相交流電源の電圧を推定する、

ことを特徴とするモータ駆動装置。

【請求項 7】 請求項 1 から 6 のいずれかに記載のモータ駆動装置において

、  
上記整流回路は、上記モータからの回生電流を充電するコンデンサを有する、  
ことを特徴とするモータ駆動装置。

【請求項 8】 請求項 1 から 6 のいずれかに記載のモータ駆動装置において

、  
上記整流回路は、上記インバータ回路で発生したノイズを遮断するインダクタ

を有する、

ことを特徴とするモータ駆動装置。

【請求項 9】 モータと、該モータを駆動するモータ駆動装置とを有する空気調和機であって、

上記モータ駆動装置は、請求項 1 から 8 のいずれかに記載のモータ駆動装置である、

ことを特徴とする空気調和機。

【請求項 10】 モータと、該モータを駆動するモータ駆動装置とを有する冷蔵庫であって、

上記モータ駆動装置は、請求項 1 から 8 のいずれかに記載のモータ駆動装置である、

ことを特徴とする冷蔵庫。

【請求項 11】 モータと、該モータを駆動するモータ駆動装置とを有する電気洗濯機であって、

上記モータ駆動装置は、請求項 1 から 8 のいずれかに記載のモータ駆動装置である、

ことを特徴とする電気洗濯機。

【請求項 12】 モータと、該モータを駆動するモータ駆動装置とを有する電気掃除機であって、

上記モータ駆動装置は、請求項 1 から 8 のいずれかに記載のモータ駆動装置である、

ことを特徴とする電気掃除機。

【請求項 13】 モータと、該モータを駆動するモータ駆動装置とを有する電気乾燥機であって、

上記モータ駆動装置は、請求項 1 から 8 のいずれかに記載のモータ駆動装置である、

ことを特徴とする電気乾燥機。

【請求項 14】 モータと、該モータを駆動するモータ駆動装置とを有する送風機であって、



上記モータ駆動装置は、請求項 1 から 8 のいずれかに記載のモータ駆動装置である、

ことを特徴とする送風機。

#### 【発明の詳細な説明】

##### 【0001】

#### 【発明の属する技術分野】

本発明は、モータ駆動装置に関し、特に、単相整流回路とインバータにより構成されるシステムによりモータを駆動するモータ駆動装置に関するものである。

##### 【0002】

#### 【従来の技術】

従来のモータ駆動装置は、一般的に使用されている、単相整流回路とインバータとにより構成されるシステムにより、モータを駆動するものである。ここで、単相整流回路は、力率改善用リアクトル（図示せず）と、該回路の出力電圧を平滑する平滑コンデンサとを有している。

##### 【0003】

これら平滑コンデンサと力率改善用リアクトルには、大容量のものが使用されており、モータ駆動装置のコスト、寿命、効率、重量、サイズ等に問題があった。

そこで、平滑コンデンサと力率改善用リアクトルの容量を激減させ、さらに、モータ駆動装置の入力力率を改善させる方法が考え出されている（例えば、特許文献 1 参照）。

##### 【0004】

この方法を用いたモータ駆動装置（第 1 の従来技術）について説明する。

図 11 は、上記文献 1 記載のモータ駆動装置を説明するブロック図である。

このモータ駆動装置 100 は、単相交流電源 1 を入力とする単相整流回路 3 と、該単相整流回路 3 に接続され、モータ 2 に電流及び電圧を出力するインバータ回路 4 とを有している。

##### 【0005】

ここで、上記単相整流回路 3 は、直列接続の第 1 及び第 2 のダイオード 31 及

び 32 と、直列接続の第 3 及び第 4 のダイオード 33 及び 34 とを有している。第 1 及び第 3 のダイオード 31 及び 33 のカソードは共通接続され、その共通接続点は単相整流回路 3 の一方の出力ノード 3a となっている。第 2 及び第 4 のダイオード 32 及び 34 のアノードは共通接続され、その共通接続点は単相整流回路 3 のもう一方の出力ノード 3b となっている。該単相整流回路 3 の両出力ノード 3a 及び 3b の間には平滑コンデンサ 12a が接続されている。また、上記第 1 及び第 2 のダイオード 31 及び 32 の接続点 3c に、単相交流電源 1 の一方の出力端子が接続され、上記第 3 及び第 4 のダイオード 33 及び 34 の接続点 3d に、単相交流電源 1 のもう一方の出力端子が接続されている。

#### 【0006】

また、上記インバータ回路 4 は、直列接続の第 1 及び第 2 のスイッチング素子 41 及び 42 と、直列接続の第 3 及び第 4 のトラジスタ 43 及び 44 と、直列接続の第 5 及び第 6 のトラジスタ 45 及び 46 とを有している。第 1, 第 3, 第 5 のスイッチング素子 41, 43, 45 の一端（高電位側端子）は共通接続され、該共通接続点（一方の入力ノード）は上記単相整流回路 3 の一方の出力ノード 3a に接続されている。第 2, 第 4, 第 6 のスイッチング素子 42, 44, 46 の他端（低電位側端子）は共通接続され、該共通接続点（他方の入力ノード）は上記単相整流回路 3 のもう一方の出力ノード 3b に接続されている。また、上記第 1～第 6 のスイッチング素子 41～46 は、それぞれ逆並列接続の第 1～第 6 のダイオード 51～56 を有している。そして、上記第 1 及び第 2 のスイッチング素子 41 及び 42 の接続点 4a は、インバータ回路 4 の第 1 の出力ノード、上記第 3 及び第 4 のスイッチング素子 43 及び 44 の接続点 4b はインバータ回路 4 の第 2 の出力ノード、上記第 5 及び第 6 のスイッチング素子 45 及び 46 の接続点 4c はインバータ回路 4 の第 3 の出力ノードである。上記インバータ回路 4 の第 1～第 3 の出力ノード 4a～4c はそれぞれ、モータ 2 の 3 相入力の各相の入力ノードとなっている。

#### 【0007】

上記モータ駆動装置 100 は、単相交流電源 1 が出力する電圧の絶対値  $|v|$ 、外部から入力される指令トルク  $T_o$ 、及び単相整流回路 3 とインバータ 4 との

間を流れる電流（直流リンク電流） $i_{dc}$ に基づいて、電流指令値  $i_o$  を出力する電流指令演算部 14 と、電流指令値  $i_o$  と実際にモータ 2 に流れている電流  $i$  とに基づいて、上記インバータ回路 4 の各スイッチング素子 41～46 のゲートにドライブ信号（ゲート信号） $S_g$  を出力する電流制御部 15 とを有している。

#### 【0008】

上記電流指令演算部 14 は、外部からの指令トルク  $T_o$  を単相交流電源 1 の出力電圧  $v$  の絶対値  $|v|$  により変調して変調トルク波形を形成し、上記直流リンク電流  $i_{dc}$  の波形が該変調トルク波形と同様な波形となるよう、電流指令値  $i$  を算出するものである。上記電流制御部 15 は、電流指令演算部 14 により演算された電流指令値  $i_o$  と、実際にモータに流れている電流  $i$  とを比較し、その偏差がなくなるよう、ゲート信号  $S_g$  をインバータ回路 4 に出力して、該インバータ回路 4 を制御するものである。なお、この電流制御回路 15 は、実際は、制御対象となる電流  $i$  を 3 相 2 相変換する等の制御も行っている。

#### 【0009】

上記のようなモータ駆動装置（第 1 の従来技術）100 では、単相整流回路 3 とインバータ回路 4 との間を流れる直流リンク電流  $i_{dc}$  は、単相交流電源 1 が出力する電圧  $v$  の絶対値  $|v|$  と同形の波形となり、単相交流電源 1 の電流波形が改善され、力率が向上する。このため、平滑コンデンサと力率改善用リアクトルの容量を小さくすることができる。

#### 【0010】

ところが、平滑コンデンサの容量を小さくすると、インバータ回路 4 の入力電圧は脈動し、その結果、インバータ回路 4 の入力電圧のレベルが低くなり、例えば、DC ブラシレスモータに印加したい所望の電圧が得られない場合がある。

そこで、インバータ回路の出力電圧が飽和したときには、出力電圧の位相を進めるモータ駆動装置（第 2 の従来技術）が提案されている（例えば、特許文献 2 参照。）。

#### 【0011】

このモータ駆動装置（第 2 の従来技術）は、モータ駆動電圧を出力するインバータ回路の出力電圧が飽和したとき、つまりインバータの出力電圧のレベルが入

力電圧のレベル以上となったとき、モータ駆動電圧（インバータ出力電圧）の位相を進ませることによって、ブラシレスモータをいわゆる弱め界磁状態にして、ブラシレスモータに必要な駆動電圧のレベルを小さくする。これにより、インバータ回路 4 の入力電圧が小さい場合でも、インバータ回路 4 の出力電圧が飽和するのを回避して、モータを駆動し続けることができる。

#### 【0012】

##### 【特許文献 1】

特開 2002-51589 号公報（第 1 図）

##### 【特許文献 2】

特開平 10-150795 号公報（第 3～5 頁、第 1 図）

#### 【0013】

##### 【発明が解決しようとする課題】

しかしながら、第 1 の従来技術であるモータ駆動装置 100 では、平滑コンデンサ 12a への充電電流が考慮されていないため、入力される電源電圧の絶対値を用いて、モータの駆動電流をその波形が該入力される電源電圧の波形と同様な波形となるよう変調するだけでは、力率改善の効果は低い。

#### 【0014】

また、上記第 1 の従来技術では、モータの駆動電流の変調は、単相整流回路 3 とインバータ回路 4 との間を流れる直流リンク電流  $i_{dc}$  の波形を、指令トルク  $T_o$  の変調された波形と一致させることにより行っているため、上記直流リンク電流  $i_{dc}$  の検出が必要不可欠なものである。しかも、モータ駆動電流の制御は、直流リンク電流  $i_{dc}$  と、指令トルクの変調された波形とに基づいて指令電流  $i_a$  を算出し、該算出された指令電流  $i_a$  と、実際の駆動電流  $i$  との偏差がなくなるよう、インバータ回路 4 に印加するゲート信号  $S_g$  を調整するという非常に複雑なものである。

#### 【0015】

さらに、上記第 1 の従来技術では、モータの駆動電流を、交流電源の出力波形により積極的に変調しているため、モータの出力トルクも、交流電源の出力波形により変調されたものとなり、高負荷領域では大きな騒音と振動を発生する可能

性がある。しかも、モータ駆動電流を変調していることから、このモータ駆動装置により制御されるモータが出力することができる限界トルクが減少することが考えられる。

#### 【0016】

また、上記第1の従来技術では、指令トルクを電源電圧の絶対値で変調するため、電源電圧の瞬時値を検出する必要があり、その結果、アナログ値を検出するAD変換器や、そのAD変換出力に基づいて上記瞬時値を検出するマイコンでの処理が必要となり、コストアップを引き起こす要因となる。

#### 【0017】

一方、第2の従来技術であるモータ駆動装置では、インバータ回路の出力電圧が飽和し、モータの誘起電圧がより高くなった場合には、モータへの電流の供給が維持されるよう出力電圧の位相を進めているが、これはモータの効率を低下させることとなる。つまり、モータ内に存在するリアクタンス成分の影響で、インバータ回路の出力電圧がモータの誘起電圧より低くなっても一定時間はモータ駆動電流は流れ続け、トルクは発生しつづけている。このとき、出力電圧を進角させることは、モータにブレーキをかけることとなり、モータの駆動効率を低下させることとなる。しかも、インバータ回路の出力電圧の飽和が回避されるよう該出力電圧の位相を進めることは、技術的に非常に困難であるという問題もある。

#### 【0018】

また、上記第2の従来技術には根本的な問題もある。つまり、モータの回生電流が流れる状態では、インバータ回路の入力電圧は充電により高くなり、インバータ回路の出力電圧が飽和しないことも考えられる。この場合、回生電流が流れる、モータに与える電圧の位相を進めなければならない区間でも、出力電圧が飽和しないため、モータ駆動装置は、インバータ回路の出力電圧の位相を進める進角動作を止めてしまい、その結果、回生電流を止めることができないという現象が生じるおそれもある。

#### 【0019】

さらに、上記第2の従来技術では、インバータ回路の出力電圧の進角調整を行っても、該インバータ出力電圧がモータの誘起電圧より低い状態が維持され、

この状態のまま一定時間が過ぎると、モータからインバータ回路に逆方向に電流が流れることにより電力が回生される。この回生電力を発生させる電流はモータにブレーキをかけることとなるため、モータ駆動効率が低下する。しかも、この回生期間は、単相交流電源からインバータ回路への電流供給が行われなため、単相交流電源の電流波形が歪み、インバータ回路の入力力率が低下するという問題もある。

#### 【0020】

本発明は上記のような問題点を解決するためになされたもので、モータの駆動電流の波形を変調したり、モータに出力する駆動電圧の進角調整を行ったりすることなく、入力力率を改善することができ、法規制をクリアした効率のよいモータ駆動装置を提供することを目的とする。

#### 【0021】

##### 【課題を解決するための手段】

この発明（請求項1）に係るモータ駆動装置は、モータを駆動するモータ駆動装置であって、単相交流電源を入力とする整流回路と、上記整流回路に接続され、上記モータに電流及び電圧を出力するインバータ回路と、上記モータが駆動されるよう上記インバータ回路を制御するインバータ制御部とを備え、上記インバータ制御部は、上記単相交流電源の電圧を推定する電源電圧推定部を有し、上記電源電圧推定部が推定した電源電圧がゼロ電圧からピーク電圧へ移行しているとき、上記インバータ回路の出力電流あるいは出力電圧の値を小さくする第1の制御と、上記電源電圧推定部が推定した電源電圧がピーク電圧からゼロ電圧へ移行しているとき、上記インバータ回路の出力電流あるいは出力電圧の値を大きくする第2の制御のうちの少なくとも一方の制御を行う、ことを特徴とするものである。

#### 【0022】

この発明（請求項2）に係るモータ駆動装置は、モータを駆動するモータ駆動装置であって、単相交流電源を入力とする整流回路と、上記整流回路に接続され、上記モータに電流及び電圧を出力するインバータ回路と、上記モータが駆動されるよう上記インバータ回路を制御するインバータ制御部とを備え、上記インバ

ータ制御部は、上記単相交流電源の電圧を推定する電源電圧推定部と、上記インバータ回路に入力される電圧を検出するインバータ入力電圧検出部とを有し、上記電源電圧推定部が推定した電源電圧の絶対値と、上記インバータ入力電圧検出部が検出したインバータ入力電圧とを比較し、上記インバータ入力電圧が上記推定された電源電圧の絶対値より高いとき、上記インバータの出力電流あるいは出力電圧の値を大きくする、ことを特徴とするものである。

#### 【0023】

この発明（請求項3）に係るモータ駆動装置は、DCブラシレスモータを駆動するモータ駆動装置であって、単相交流電源を入力とする整流回路と、上記整流回路に接続され、上記DCブラシレスモータに電流及び電圧を出力するインバータ回路と、上記DCブラシレスモータが駆動されるよう上記インバータ回路を制御するインバータ制御部とを備え、上記インバータ制御部は、上記単相交流電源の電圧を推定する電源電圧推定部と、上記インバータ回路に入力される電圧を検出するインバータ入力電圧検出部とを有し、上記電源電圧推定部が推定した電源電圧の絶対値と、上記インバータ入力電圧検出部が検出したインバータ入力電圧とを比較し、上記インバータ入力電圧が上記推定された電源電圧の絶対値より高いとき、上記インバータ回路の出力電流あるいは出力電圧の位相を進める、ことを特徴とするものである。

#### 【0024】

この発明（請求項4）に係るモータ駆動装置は、インダクションモータを駆動するモータ駆動装置であって、単相交流電源を入力とする整流回路と、上記整流回路に接続され、上記モータに電流及び電圧を出力するインバータ回路と、上記インダクションモータが駆動されるよう上記インバータ回路を制御するインバータ制御部とを備え、上記インバータ制御部は、上記単相交流電源の電圧を推定する電源電圧推定部と、上記インバータ回路に入力される電圧を検出するインバータ入力電圧検出部とを有し、上記電源電圧推定部が推定した電源電圧の絶対値と、上記インバータ入力電圧検出部が検出したインバータ入力電圧とを比較し、上記インバータ入力電圧が上記推定された電源電圧の絶対値より高いとき、上記インバータ回路の出力電流あるいは出力電圧の角速度を小さくする、ことを特徴と

するものである。

【0025】

この発明（請求項5）は、請求項1から4のいずれかに記載のモータ駆動装置において、上記電源電圧推定部は、上記単相交流電源のゼロクロスタイミングを検出するゼロクロス検出部を有し、上記ゼロクロス検出部が検出したゼロクロスタイミングから上記単相交流電源の電圧を推定する、ことを特徴とするものである。

【0026】

この発明（請求項6）は、請求項2から4のいずれかに記載のモータ駆動装置において、上記電源電圧推定部は、上記インバータ入力電圧検出部が検出したインバータ入力電圧に基づいて、インバータ入力電圧が最大値をとるタイミングを検出するタイミング検出部を有し、上記タイミング検出部が検出したタイミングと、そのときの上記インバータ入力電圧検出部からの検出出力であるインバータ入力電圧値とから上記単相交流電源の電圧を推定する、ことを特徴とするものである。

【0027】

この発明（請求項7）は、請求項1から6のいずれかに記載のモータ駆動装置において、上記整流回路は、上記モータからの回生電流を充電するコンデンサを有する、ことを特徴とするものである。

【0028】

この発明（請求項8）は、請求項1から6のいずれかに記載のモータ駆動装置において、上記整流回路は、上記インバータ回路で発生したノイズを遮断するインダクタを有する、ことを特徴とするものである。

【0029】

この発明（請求項9）に係る空気調和機は、モータと、該モータを駆動するモータ駆動装置とを有する空気調和機であって、上記モータ駆動装置は、請求項1から8のいずれかに記載のモータ駆動装置である、ことを特徴とする空気調和機である。

【0030】



この発明（請求項 10）に係る冷蔵庫は、モータと、該モータを駆動するモータ駆動装置とを有する冷蔵庫であって、上記モータ駆動装置は、請求項 1 から 8 のいずれかに記載のモータ駆動装置である、ことを特徴とする冷蔵庫である。

#### 【0031】

この発明（請求項 11）に係る電気洗濯機は、モータと、該モータを駆動するモータ駆動装置とを有する電気洗濯機であって、上記モータ駆動装置は、請求項 1 から 8 のいずれかに記載のモータ駆動装置である、ことを特徴とする電気洗濯機である。

#### 【0032】

この発明（請求項 12）に係る電気掃除機は、モータと、該モータを駆動するモータ駆動装置とを有する電気掃除機であって、上記モータ駆動装置は、請求項 1 から 8 のいずれかに記載のモータ駆動装置である、ことを特徴とする電気掃除機である。

#### 【0033】

この発明（請求項 13）に係る電気乾燥機は、モータと、該モータを駆動するモータ駆動装置とを有する空気乾燥機であって、上記モータ駆動装置は、請求項 1 から 8 のいずれかに記載のモータ駆動装置である、ことを特徴とする電気乾燥機である。

#### 【0034】

この発明（請求項 14）に係る送風機は、モータと、該モータを駆動するモータ駆動装置とを有する送風機であって、上記モータ駆動装置は、請求項 1 から 8 のいずれかに記載のモータ駆動装置である、ことを特徴とする送風機である。

#### 【0035】

##### 【発明の実施の形態】

以下、本発明の実施の形態について説明する。

##### （実施の形態 1）

図 1 は、本発明の実施の形態 1 によるモータ駆動装置を説明するためのブロック図である。

この実施の形態 1 のモータ駆動装置 100a は、単相交流電源 1 を入力とし、

3相交流出力によりモータ2を、要求される周波数で駆動するものである。この実施の形態1では、上記モータ2は、インダクションモータ、DCブラシレスモータ、リラクタンスモータ等といったもので、その種類は限定されない。また、ここでは、上記モータ駆動装置100aは、空気調和機のモータを駆動制御するものとする。

#### 【0036】

以下、上記モータ駆動装置100aを構成する単相整流回路3、インバータ回路4、及びインバータ制御部5aについて詳しく説明する。

単相整流回路3は、単相交流電源1を入力とし、直流電圧をインバータ回路4に供給するものである。また、インバータ回路4は、インバータ制御部5から出力されるドライブ信号S<sub>g</sub>に基づいて、単相整流回路3から出力される直流電圧を3相交流電圧に変換し、3相交流電圧及び3相交流電流をモータ2に供給するものである。

#### 【0037】

ここで、上記単相整流回路3及びインバータ回路4は、従来のモータ駆動装置100におけるものと同一のものであり、上記単相整流回路3は、整流ダイオード31～34から構成されており、インバータ回路4は、スイッチング素子41～46と、各スイッチング素子に逆並列に接続されたダイオード51～56とから構成されている。

#### 【0038】

なお、ここでインバータ回路4は3相のフルブリッジ構成の回路であるが、該インバータ回路4は、3相交流を出力可能なものならどのような回路構成であってもよい。例えば、上記インバータ回路4は、上記3相交流出力のうちの1相に相当する回路部分をコンデンサを用いて構成したものでもよい。また、上記インバータ回路4は、各スイッチング素子に対してスナバ回路が付加されたものでもよい。

#### 【0039】

インバータ制御部5aは、モータ2が、使用者が望む回転数で駆動されるよう、インバータ回路4にドライブ信号S<sub>g</sub>を供給するものであり、電源電圧推定部

6 a とドライブ信号生成部 7 とから構成されている。

#### 【0040】

電源電圧推定部 6 a は、単相交流電源 1 の出力電圧（以下、電源電圧ともいう。）のモニタ信号  $S_{vm1}$  に基づいて電源電圧  $v$  の波形を推定し、該波形を示す信号を出力するものである。本実施の形態 1 では、この電源電圧推定部 6 a は、単相交流電源 1 から出力される交流電圧（電源電圧）を抵抗分圧等により直接検出して、出力電圧の波形を求める回路構成を用いている。この電源電圧の検出方法としては、電源電圧を検出して得られたアナログ値を、マイコン等を用いて AD 変換して、該電源電圧を示す信号を出力する方法が考えられる。また、単相交流電源 1 と上記電源電圧推定部 6 a とを絶縁する必要がある場合は、上記電源電圧推定部 6 a には、トランス等の絶縁回路を用いればよい。

#### 【0041】

ドライブ信号生成部 7 a は、モータ駆動装置 100 a の外部から入力される回転数指令  $\omega_o$  と、上記推定された電源電圧  $v$  の波形とに基づいて、インバータ回路 4 を制御するものである。具体的には、上記ドライブ信号生成部 7 a は、回転数指令  $\omega_o$  から、インバータ回路 4 を構成する各スイッチング素子 41 ~ 46 を通電するパルス信号の PWM (pulse width modulation) 幅を算出し、算出した PWM 幅を有するパルス信号を、モータ 2 に 3 相電流が供給されるようドライブ信号  $S_g$  としてインバータ回路 4 に出力するものである。また、上記ドライブ信号生成部 7 a は、電源電圧  $v$  がゼロからピークへと変化する動作区間でモータ 2 に供給する電流（モータ駆動電流）を減少させる第 1 の制御、あるいは電源電圧  $v$  がピークからゼロへと変化する動作区間でモータ 2 に供給する電流（モータ駆動電流）を増加させる第 2 の制御を行うものである。なお、ドライブ信号生成部 7 a は、上記第 1 の制御と第 2 の制御の両方を行うものであってもよい。また、この実施の形態 1 では、上記第 1 の制御の対象となる、電源電圧  $v$  がゼロからピークへと変化する動作区間は、電源電圧  $v$  がゼロから正のピークへと変化する動作区間と、電源電圧  $v$  がゼロから負のピークへと変化する動作区間との両方の区間である。また、上記第 2 の制御の対象となる、電源電圧  $v$  がピークからゼロへと変化する動作区間は、電源電圧  $v$  が正のピークからゼロへと変化する動作区間

と、電源電圧  $v$  が負のピークからゼロへと変化する動作区間との両方の区間である。このようにモータ駆動電流を制御することによって単相交流電源 1 からモータ駆動装置 100a に流入する電流の波形が良好なものとなり、入力力率が改善される。

#### 【0042】

なお、上記モータ駆動電流を増加させる具体的な方法は、パルス信号の PWM 幅を広げ、モータ 2 に供給する電圧を大きくする方法や、実際にモータ 2 に流入する電流を検出し、その電流値が大きくなるように上記パルス信号の PWM 幅を制御する方法がある。

#### 【0043】

次に、動作について説明する。

単相交流電源 1 の出力である交流電圧は、単相整流回路 3 により整流され、単相整流回路 3 からは、直流電圧がインバータ回路 4 に出力される。すると、インバータ回路 4 では、ドライブ信号生成部 7a からのドライブ信号  $S_g$  により、各スイッチング素子 41～46 のオンオフ動作が行われ、該インバータ回路 4 からはモータ駆動電流が出力される。モータ 2 は、インバータ回路からのモータ駆動電流により駆動する。

#### 【0044】

このとき、電源電圧推定部 6a では、電源電圧のモニター信号  $S_{vm1}$  に基づいて、電源電圧  $v$  の波形が推定され、該波形を示す信号が上記ドライブ信号生成部 7a に出力される。

該ドライブ生成部 7a では、外部からの回転数指令  $\omega_o$  と、電源電圧  $v$  の波形とに基づいて、上記スイッチング素子 41～46 のゲートにドライブ信号  $S_g$  として印加するパルス信号が生成される。

#### 【0045】

以下、上記ドライブ信号生成部 7a の具体的な基本動作を簡単に説明する。

上記モータ 2 がインダクションモータである場合には、ドライブ信号生成部 7a は、指令回転数  $\omega_o$  から、モータの駆動に必要な電圧レベルを割り出し、振幅レベルが該割り出された電圧レベルと一致し、かつ周波数が上記指令回転数と一

致した正弦波の基準波形を作成し、該基本波形を、スイッチング素子の動作周波数を示すスイッチングキャリアの三角波と比較して、上記パルス信号のPWM幅を決定する。

#### 【0046】

また、上記モータ2がDCブラシレスモータである場合には、ドライブ信号生成部7aは、モータの位相、及びモータに供給される3相駆動電流に基づいて、インバータ回路4に対する電流マイナ制御を行って、パルス信号のPWM幅を決定する。つまり、ドライブ信号生成部7aは、モータの位相を検出する位相検出部（図示せず）の検出出力、及びモータ駆動電流を検出する駆動電流検出部（図示せず）の検出出力に基づいて、3相駆動電流の波形が、上記検出したモータの位相に基づいた電流波形となるよう、パルス信号のPWM幅を決定する。

#### 【0047】

なお、このドライブ信号生成部7aの基本動作については、一般的に、駆動するモータ2の種類に応じて様々な種類のものがあるが、この実施の形態1では、ドライブ信号生成部7aの基本動作が、どのような種類のモータに対応するものであっても問題ない。

#### 【0048】

そして、上記ドライブ信号生成部7aは、電源電圧vがゼロからピークへと変位する動作区間でモータ2に供給する電流（モータ駆動電流）が減少するよう、パルス信号のPWM幅を調整する第1の制御、あるいは電源電圧vがピークからゼロへと変位する動作区間でモータ2に供給する電流（モータ駆動電流）を増加するようパルス信号のPWM幅を調整する第2の制御を行う。

#### 【0049】

上記のようにモータ駆動電流を制御することによりモータ駆動装置の入力力率が改善される理由としては、次のようなことが挙げられる。

単相交流電源1からモータ駆動装置100aに流入する電流には、モータ2が消費する電流だけではなく、インバータ回路4に存在する寄生容量、スイッチングノイズ低減のためのスナバ回路を構成するコンデンサ、あるいは入力電圧の平滑化する、インバータ回路4の入力側に接続されたコンデンサなどへの充放電電

流が含まれている。この充放電電流は、電源電圧がゼロからピークへと変位するとき、単相交流電源 1 から上記コンデンサに流入する。モータ 2 が消費する電流が上記充電電流より小さい、もしくは同等であれば、上記充電電流が、単相交流電源 1 からモータ駆動装置 100 へ流入する電流のうちの大半を占め、これが、モータ駆動装置の入力電流の波形を歪ませる要因となる。

#### 【0050】

そこで、本実施の形態 1 のように、単相交流電源 1 からモータ駆動装置 100 a に供給される電流を、上記充電電流を考慮に入れて変化させることにより、単相交流電源 1 から流入する電流の波形を改善することができる。

#### 【0051】

次に、本実施の形態 1 のモータ駆動装置 100 a を用いた場合の、単相交流電源 1 が出力する電流波形の変化を、実際にモータ 2 が DC ブラシレスモータである場合を例に挙げて、説明する。

図 2 は、本実施の形態 1 のモータ駆動電流の制御を行う場合の電流波形（図(b)）を、上記モータ駆動電流の制御を行わない場合の電流波形（図(a)）と比較して示す図である。

#### 【0052】

図中、 $|v|$  は、単相交流電源 1 の電圧の絶対値、 $V_{pn}$  は、インバータ回路 4 の入力電圧、 $C_{ps}$  は、単相交流電源 1 から出力される電流、 $A_{md}$  は、モータ 2 に入力される電流の振幅値である。

#### 【0053】

図 2 (b) から、本実施の形態 1 のモータ駆動装置 100 a では、モータ 2 に入力する電流の振幅値  $A_{md}$  を、コンデンサに電流が充電される、電源電圧  $v$  がゼロからピークへと変化する動作区間で減少し、電源電圧  $v$  がピークからゼロへと変化する動作区間で、増加していることがわかる。

#### 【0054】

この結果、インバータ回路 4 の入力電圧  $V_{pn}$  の波形と、単相交流電源 1 の出力電圧の絶対値  $|v|$  の波形とが近似したものとなり、単相交流電源 1 からの出力電流  $C_{ps}$  の通電幅も広がり、入力電圧  $V_{pn}$  の波形が改善されている。

## 【0055】

本実施の形態1では、モータ駆動装置100aの入力力率が0.4から0.9まで向上している。

このように本実施の形態1では、単相交流電源1に接続された単相整流回路3、該単相整流回路3に接続され、モータ2に電流及び電圧を出力するインバータ回路4と、インバータ回路4を制御するインバータ制御部5aとを備え、インバータ制御部5aが、電源電圧 $v$ がゼロからピークへと変化する動作区間でモータ2に供給する電流（モータ駆動電流）を減少させる第1の制御、あるいは電源電圧 $v$ がピークからゼロへと変化する動作区間でモータ2に供給する電流（モータ駆動電流）を増加させる第2の制御を行うので、単相交流電源1の出力する電流が平準化されることとなる。

## 【0056】

つまり、単相交流電源がゼロからピークへと立ち上がる区間では、モータに供給する電流だけでなく、寄生容量への充電電流もながれるが、その区間で、モータに供給する電流量を減少させることにより、単相交流電源から流れ込む電流は減る。また、逆に電源電圧がピークからゼロへと立ち下がる区間では、モータに供給する電流を増やすことにより、単相交流電源から流れ込む電流が増加する。この結果、単相交流電源の出力する電流を平準化することができる。

## 【0057】

これにより、モータの駆動電流の波形を変調したり、モータに出力する駆動電圧の進角調整を行ったりすることなく、入力力率を改善することができ、法規制をクリアした効率のよいモータ駆動装置を得ることができる。

## 【0058】

なお、この実施の形態1では、図2(b)に示すように、モータ2に入力される電流の振幅値 $A_{md}$ の波形は、正弦波の、位相が $0 \sim \pi$ の区間の波形を $\pi \sim 2\pi$ の区間側へずらしたような形状となっているが、モータへの電流の振幅値 $A_{md}$ の波形は、図2(b)のものに限定されるものではなく、矩形波や三角波等の形であってもよい。

## 【0059】

また、この実施の形態 1 では、インバータ制御部 5 a は、モータに供給する電流を直接制御しているが、インバータ制御部の制御はこれに限るものではなく、モータに供給する電圧を、本実施の形態 1 のように変化させてもよい。

#### 【0060】

例えば、インバータ制御部 5 a は、電源電圧  $v$  がゼロからピークへと変化する動作区間でモータ 2 に供給する電圧（モータ駆動電圧）を減少させる第 1 の制御、あるいは電源電圧  $v$  がピークからゼロへと変化する動作区間でモータ 2 に供給する電圧（モータ駆動電圧）を増加させる第 2 の制御のすくなくとも一方の制御を行うものであってもよい。この場合も上記実施の形態 1 と同様の効果がある。

#### 【0061】

また、上記実施の形態 1 では、上記第 1 の制御の対象となる、電源電圧  $v$  がゼロからピークへと変化する動作区間は、電源電圧  $v$  がゼロから正のピークへと変化する動作区間と、電源電圧  $v$  がゼロから負のピークへと変化する動作区間との両方の区間とし、また、上記第 2 の制御の対象となる、電源電圧  $v$  がピークからゼロへと変化する動作区間は、電源電圧  $v$  が正のピークからゼロへと変化する動作区間と、電源電圧  $v$  が負のピークからゼロへと変化する動作区間との両方の区間としているが、上記第 1 の制御の対象となる動作区間は、電源電圧  $v$  がゼロから正のピークへと変化する動作区間と、電源電圧  $v$  がゼロから負のピークへと変化する動作区間のいずれか一方の区間とし、上記第 2 の制御の対象となる動作区間は、電源電圧  $v$  が正のピークからゼロへと変化する動作区間と、電源電圧  $v$  が負のピークからゼロへと変化する動作区間のいずれか一方の区間としてもよい。

#### 【0062】

（実施の形態 2）

図 3 は、本発明の実施の形態 2 によるモータ駆動装置を説明するためのブロック図である。

この実施の形態 2 のモータ駆動装置 100 b は、単相交流電源 1 を入力とし、3 相交流出力によりモータ 2 を、要求される周波数で駆動するものであり、実施の形態 1 のモータ駆動装置 100 a と同様、単相交流電源 1 に接続された単相整流回路 3 と、該単相整流回路に接続され、モータ 2 に駆動電流及び駆動電圧を出



力するインバータ回路 4 と、該インバータ回路 4 を制御するインバータ制御部 5 b とを有している。

#### 【0063】

そして、この実施の形態 2 のモータ駆動装置 100 b は、インバータ制御部 5 b のみ実施の形態 1 のモータ駆動装置 100 a のものと異なっている。従って、この実施の形態 2 のモータ駆動装置 100 b の単相整流回路 3 及びインバータ回路 4 は、上記実施の形態 1 のモータ駆動装置 100 におけるものと同一のものである。

#### 【0064】

以下、上記モータ駆動装置 100 b のインバータ制御部 5 b について詳しく説明する。

インバータ制御部 5 b は、モータ 2 が使用者が望む回転数で駆動されるよう、インバータ回路 4 にドライブ信号  $S_g$  を供給するものであり、電源電圧推定部 6 a と、インバータ入力電圧検出部 8 と、ドライブ信号生成部 7 b とから構成されている。

ここで、電源電圧推定部 6 は、上記実施の形態 1 のモータ駆動装置 100 におけるものと同一のものである。

#### 【0065】

インバータ入力電圧検出部 8 は、インバータ回路 4 に入力される電圧を、抵抗分圧等によりアナログ値として直接検出し、検出されたアナログ値を、マイコン等を用いて A/D 変換して出力するものである。但し、インバータ入力電圧検出部 8 での具体的な入力電圧の検出方法は、これに限るものではない。

#### 【0066】

ドライブ信号生成部 7 b は、回転数指令  $\omega_o$  から、インバータ回路 4 を構成する各スイッチング素子を通電するパルス信号の PWM 幅を算出し、算出された PWM 幅を有するパルス信号をドライブ信号  $S_g$  として上記インバータ回路 4 に出力するものである。

#### 【0067】

また、このドライブ信号生成部 7 b は、PWM 幅を算出するとき、電源電圧推

定部 6 a により推定された電源電圧  $v$  の絶対値  $|v|$  と、インバータ入力電圧検出部 8 により検出されたインバータ入力電圧  $V_{pn}$  とを比較し、インバータ入力電圧  $V_{pn}$  の波形と電源電圧の絶対値  $|v|$  の波形が等しくなるよう、上記 PWM 幅を決定するものである。具体的には、このドライブ信号生成部 7 b は、インバータ入力電圧  $V_{pn}$  のレベルが、電源電圧の絶対値  $|v|$  より大きな値を取るとき、モータ 2 に供給する電流を増やす方向に PWM 幅を変更するものである。なお、インバータ入力電圧  $V_{pn}$  と、電源電圧の絶対値  $|v|$  とが等しいときには、逆にモータ 2 に供給する電流をあらかじめ減少させてもよい。これは、インバータ入力電圧  $V_{pn}$  が電源電圧の絶対値  $|v|$  より大きな値を取るとき、モータ 2 に供給する電流を増やすと、結果としてモータ 2 に生じるトルクが上昇し、指令以上の回転数となり、結果的に、回転数が減少するよう全体の電流値を減少させなければならないからである。

#### 【0068】

また、モータ 2 に供給する電流量の増加分は、インバータ入力電圧  $V_{pn}$  と電源電圧の絶対値  $|v|$  との差分と、実際にモータ 2 に流れている平均電流から決定するのが最も簡単な方法であるが、モータへの供給電流量の増加分の決定は、この方法に限らず、モータへの供給電流量の増加分の決定は、インバータ入力電圧  $V_{pn}$  と電源電圧の絶対値  $|v|$  が等しい波形となるよう、その増加分をフィードバックして行うようにしてもよい。

#### 【0069】

次に動作について説明する。

この実施の形態 2 のモータ駆動装置 100 b では、単相整流回路 3 及びインバータ回路 4 は、実施の形態 1 のモータ駆動装置 100 a のものと同様に動作し、インバータ回路 4 からの出力によりモータ 2 が駆動する。

#### 【0070】

このとき、電源電圧推定部 6 a では、電源電圧のモニター信号  $S_{vm1}$  に基づいて、電源電圧  $v$  の波形が推定され、該波形を示す信号が上記ドライブ信号生成部 7 b に出力される。また、インバータ入力電圧検出部 8 では、インバータ回路 4 の入力電圧のモニター信号  $S_{vm2}$  に基づいて、インバータ入力電圧  $V_{pn}$  が検出さ

れ、該インバータ入力電圧を示す信号が上記ドライブ信号生成部 7 b に出力される。

#### 【0071】

該ドライブ生成部 7 b では、外部からの回転数指令  $\omega_o$  と、電源電圧  $v$  の波形と、インバータ入力電圧  $V_{pn}$  とに基づいて、上記スイッチング素子 4 1 ~ 4 6 のゲートに印加されるパルス信号が、上記ドライブ信号  $S_g$  として生成される。

#### 【0072】

つまり、このドライブ信号生成部 7 b は、PWM 幅を算出するとき、電源電圧推定部 6 a により推定された電源電圧  $v$  の絶対値  $|v|$  と、インバータ入力電圧検出部 8 により検出されたインバータ入力電圧  $V_{pn}$  とを比較し、インバータ入力電圧  $V_{pn}$  の波形と電源電圧の絶対値  $|v|$  の波形が等しくなるよう、上記 PWM 幅を決定する。

#### 【0073】

次に、本実施の形態 2 のようにモータ駆動電流を制御することにより、単相交流電源 1 からモータ駆動装置 100 b に流入する電流の波形が良好なものとなり、力率が改善されるメカニズムを述べる。

#### 【0074】

単相交流電源 1 とインバータ回路 4 の間には単相整流回路 3 が介在しているため、単相交流電源 1 の出力電圧よりインバータ回路 4 の入力電圧が高いときには、単相交流電源 1 への電流が流れない。そのため、単相交流電源 1 からモータ駆動装置 100 b への電流が流れない、電源の出力電流がゼロである非通電区間が生じ、その結果、電源からの出力電流の波形が歪み、モータ駆動装置 100 b の入力力率が低下する。

#### 【0075】

そこで、本実施の形態のように、インバータ回路 4 の入力電圧  $V_{pn}$  の波形が単相交流電源 1 の電圧出力の絶対値  $|v|$  と同じ波形となるよう、モータ 2 に供給される電流を制御することにより、単相交流電源 1 からモータ駆動装置 100 b への電流の通電区間の幅が広がり、その結果、電流波形が良好なものに修正され、入力力率を改善することができる。

## 【0076】

このように本実施の形態2では、単相交流電源1に接続された単相整流回路3、該単相整流回路3に接続され、モータ2に電流及び電圧を出力するインバータ回路4と、インバータ回路4を制御するインバータ制御部5bとを備え、インバータ制御部5bが、電源電圧推定部6aにより推定された電源電圧 $v$ の絶対値 $|v|$ と、インバータ入力電圧検出部8により検出されたインバータ入力電圧 $V_{pn}$ とを比較し、上記インバータ入力電圧が上記推定された電源電圧の絶対値より高いとき、インバータ入力電圧 $V_{pn}$ の波形と電源電圧の絶対値 $|v|$ の波形が等しくなるよう、モータ電流が増大する方向にPWM幅を変更するので、単相整流回路3の通電期間が広がることとなる。

## 【0077】

つまり、単相交流電源とインバータ回路の間には整流回路があるため、通常は、インバータ回路の入力電圧がより高ければ、整流回路には電流が流れず、この結果、その期間、単相交流電源1からの電流が遮断されてしまうが、本実施の形態2のように、インバータ回路の入力電圧 $V_{pn}$ を単相交流電源1の電圧 $v$ の絶対値と等しくすることにより、整流回路の通電期間を延ばすことができる。

## 【0078】

これにより、モータの駆動電流の波形を変調したり、モータに出力する駆動電圧の進角調整を行ったりすることなく、入力力率を改善することができ、法規制をクリアした効率のよいモータ駆動装置を得ることができる。

なお、この実施の形態2では、モータに供給する電流を直接制御しているが、モータの制御は、モータに供給する電圧を、本実施の形態2のように変化させてもよい。

## 【0079】

例えば、モータ駆動装置100bは、インバータ回路4の入力電圧 $V_{pn}$ の波形が単相交流電源1の電圧出力の絶対値 $|v|$ と同じ波形となるよう、モータ2に供給される電圧を制御するものであってもよい。この場合も上記実施の形態2と同様の効果がある。

## 【0080】

(実施の形態 3)

図 4 は、本発明の実施の形態 3 によるモータ駆動装置を説明するためのブロック図である。

この実施の形態 3 のモータ駆動装置 100c は、単相交流電源 1 を入力とし、3 相交流出力により DC ブラシレスモータ 9 を、要求される周波数で駆動するのである。

#### 【0081】

以下、上記モータ駆動装置 100c を構成する単相整流回路 3、インバータ回路 4、及びインバータ制御部 5c について詳しく説明する。

ここで、単相整流回路 3 及びインバータ回路 4 は、上記実施の形態 2 のモータ駆動装置 100b におけるものと同一のものである。

#### 【0082】

インバータ制御部 5c は、DC ブラシレスモータ 9 が使用者が望む回転数で駆動されるよう、インバータ回路 4 にドライブ信号  $S_g$  を供給するものであり、電源電圧推定部 6a と、インバータ入力電圧検出部 8 と、ドライブ信号生成部 7c とから構成されている。

ここで、電源電圧推定部 6a 及びインバータ入力電圧検出部 8 は、上記実施の形態 2 のモータ駆動装置 100b におけるものと同一のものである。

#### 【0083】

ドライブ信号生成部 7c は、外部からの回転数指令  $\omega_o$  からインバータ回路 4 を構成する各スイッチング素子を通電するパルス信号の PWM 幅を算出し、算出された PWM 幅を有するパルス信号を、ドライブ信号  $S_g$  として上記インバータ回路 4 に出力するものである。

#### 【0084】

また、このドライブ信号生成部 7c は、電源電圧推定部 6a により推定された電源電圧  $v$  の絶対値  $|v|$  と、インバータ入力電圧検出部 8 により検出されたインバータ入力電圧  $V_{pn}$  とを比較し、該インバータ入力電圧  $V_{pn}$  の波形と電源電圧  $v$  の絶対値  $|v|$  の波形とが等しくなるよう、上記 PWM 幅を決定するのである。具体的には、該ドライブ信号生成部 7c は、インバータ入力電圧  $V_{pn}$  のレベ

ルが電源電圧の絶対値  $|v|$  より大きな値を取るとき、DC ブラシレスモータ 9 に供給する電流の位相を進める方向に PWM 幅を変更するものである。

#### 【0085】

これは、インバータ入力電圧  $V_{pn}$  が電源電圧の絶対値  $|v|$  より大きな値をとるときは、インバータ回路 4 の出力する電圧より、DC ブラシレスモータ 9 の誘起電圧が高くなり、回生電流が流れ、逆にインバータ回路 4 の入力側にある寄生容量や、スナバ回路にあるコンデンサ、もしくは平滑用に接続されたコンデンサが充電され、これによりモータ電流の位相が遅れる方向に変化していると考えられるからである。

#### 【0086】

なお、DC ブラシレスモータ 9 に供給する電流の位相を進める量（位相進め量）は、インバータ入力電圧  $V_{pn}$  と電源電圧の絶対値  $|v|$  との差分と、実際に DC ブラシレスモータ 9 に流れている平均電流とから決定するのが最も簡単な方法であるが、上記位相進め量の決定は、この方法に限らず、上記位相進め量の決定は、インバータ入力電圧  $V_{pn}$  の波形と電源電圧の絶対値  $|v|$  の波形とが等しくなるよう、位相進め量をフィードバックして行うようにしてもよい。

#### 【0087】

次に動作について説明する。

この実施の形態 3 のモータ駆動装置 100c では、単相整流回路 3 及びインバータ回路 4 は、実施の形態 1 のモータ駆動装置 100a のものと同様に動作し、インバータ回路 4 からの出力によりモータ 2 が駆動する。

#### 【0088】

このとき、インバータ制御部 5c では、電源電圧推定部 6a により電源電圧  $v$  の波形が推定され、また、インバータ入力電圧検出部 8 によりインバータ入力電圧  $V_{pn}$  が検出される。そして、該ドライブ生成部 7c では、外部からの回転数指令  $\omega_o$  と、電源電圧  $v$  の波形と、インバータ入力電圧  $V_{pn}$  とに基づいて、上記スイッチング素子 41～46 のゲートに印加されるパルス信号が、上記ドライブ信号  $S_g$  として生成される。

#### 【0089】

つまり、ドライブ信号生成部 7c は、インバータ入力電圧  $V_{pn}$  のレベルが電源電圧の絶対値  $|v|$  より大きな値を取るとき、DC ブラシレスモータ 9 に供給する電流の位相を進める方向に PWM 幅を変更する。

#### 【0090】

本実施の形態 3 のようにモータ電流を制御することにより、単相交流電源 1 からモータ駆動装置 100c に流入する電流の波形が良好なものとなり、力率が改善されるメカニズムは、実施の形態 2 と同様である。

#### 【0091】

次に、本実施の形態 3 のモータ駆動装置 100c を用いた場合の、単相交流電源 1 が出力する電流波形の変化を、実験例を挙げて説明する。

図 5 は、本実施の形態 3 のモータ電流の制御を行う場合の電流波形 (図(b)) を、上記モータ電流の制御を行わない場合の電流波形 (図(a)) と比較して示す図である。

図中、 $|v|$  は、単相交流電源 1 の電圧の絶対値、 $V_{pn}$  は、インバータ回路 4 の入力電圧、 $C_{ps}$  は、単相交流電源 1 から出力される電流、 $P_{md}$  は、DC ブラシレスモータ 9 に入力する電流の進角値である。

#### 【0092】

図 5 (b) 及び (a) から分かるように、本実施の形態 3 のモータ駆動装置 100c では、インバータ回路 4 の入力電圧  $V_{pn}$  が単相交流電源 1 の電圧値の絶対値  $|v|$  より高い動作区間には、DC ブラシレスモータ 9 に入力する電流の進角値  $P_{md}$  が大きくなっている。

#### 【0093】

図 5 (b) と図 5 (a) とを比較すると、インバータ回路 4 の入力電圧  $V_{pn}$  の波形と、単相交流電源 1 の電圧の絶対値  $|v|$  の波形とが近似したものとなり、単相交流電源 1 からの出力電流の通電幅も広がり、入力電圧の波形が改善されていることが分かる。

#### 【0094】

本実施の形態 3 では、モータ駆動装置 100c の入力力率は、力率 0.8 から 0.9 まで向上している。

また、インバータ回路 4 の入力電圧  $V_{pn}$  によりインバータ回路 4 の入力側容量が充電されるのが抑えられたため、モータからの回生電流は減少して、DC ブラシレスモータ 9 の出力トルクが向上し、その結果、DC ブラシレスモータ 9 の駆動効率が向上する。

#### 【0095】

このように本実施の形態 3 では、単相交流電源 1 に接続された単相整流回路 3、該単相整流回路 3 の出力に接続され、モータ 2 の駆動電流を発生するインバータ回路 4 と、インバータ回路 4 を制御するインバータ制御部 5 c とを備え、インバータ制御部 5 c が、電源電圧推定部 6 a により推定された電源電圧  $v$  の絶対値  $|v|$  と、インバータ入力電圧検出部 8 により検出されたインバータ入力電圧  $V_{pn}$  とを比較し、インバータ入力電圧  $V_{pn}$  の波形と電源電圧の絶対値  $|v|$  の波形が等しくなるよう、モータ電流の位相が進む方向に上記 PWM 幅を変更するので、モータの回生電流が減少し、また単相整流回路 3 の通電期間が広がることとなる。

#### 【0096】

つまり、DC ブラシレスモータからインバータ回路に回生電流が流れ込むと、インバータ回路の入力側にある寄生容量が充電され、整流回路の前段にある単相交流電源の電圧より高くなることから、インバータ回路の入力電圧が単相交流電源の電圧の絶対値より高い場合は、回生電流が流れていると判断し、その期間、DC ブラシレスモータを駆動する電流を進角させ DC ブラシレスモータの誘起電圧を減少させ、回生電流を減少させることにより、DC ブラシレスモータにブレーキをかける回生電流が減少することとなり、DC ブラシレスモータに発生するトルクを上昇させ、効率効率を高めることができる。

#### 【0097】

また、回生電流が減少することによりインバータ回路の入力電圧は単相交流電源の電圧の絶対値と波形がほぼ等しくなり、単相交流電源とインバータ回路の間に存在する整流回路の通電期間を広げることができる。

これにより、モータの駆動電流の波形を変調したり、モータに出力する駆動電圧の進角調整を行ったりすることなく、入力力率を改善することができ、法規制



をクリアした効率のよいモータ駆動装置を得ることができる。

#### 【0098】

なお、この実施の形態3では、図5(b)に示すように、DCブラシレスモータ9に入力される電流の進角値 $P_{md}$ を矩形波状に変化させているが、モータ電流の進角値の波形は、図5(b)のものに限定されるものではなく、正弦波や三角波等の形であってもよい。

#### 【0099】

また、この実施の形態3では、インバータ制御部は、モータに供給する電流を直接制御しているが、インバータ制御部の制御はこれに限るものではなく、モータに供給する電圧を、本実施の形態3のように変化させてもよい。この場合も、実施の形態3と同様な効果が得られる。

#### 【0100】

(実施の形態4)

図6は、本発明の実施の形態4によるモータ駆動装置を説明するためのブロック図である。

この実施の形態4のモータ駆動装置100dは、単相交流電源1を入力とし、3相交流出力によりインダクションモータ10を任意の周波数で駆動するものである。

#### 【0101】

以下、上記モータ駆動装置100cを構成する単相整流回路3、インバータ回路4、及びインバータ制御部5dについて詳しく説明する。

ここで、単相整流回路3及びインバータ回路4は、上記実施の形態2のモータ駆動装置100bにおけるものと同一のものである。

#### 【0102】

インバータ制御部5dは、インダクションモータ10が使用者が望む回転数で駆動されるよう、インバータ回路4にドライブ信号 $S_g$ を供給するものであり、電源電圧推定部6aと、インバータ入力電圧検出部8と、ドライブ信号生成部7dとから構成されている。

ここで、電源電圧推定部6a及びインバータ入力電圧検出部8は、上記実施の

形態 2 のモータ駆動装置 100b におけるものと同一のものである。

#### 【0103】

ドライブ信号生成部 7d は、回転数指令  $\omega_o$  から、インバータ回路 4 を構成する各スイッチング素子を通電するパルス信号の PWM 幅を算出し、該算出された PWM 幅を有するパルス信号をドライブ信号  $S_g$  として出力するものである。また、このドライブ信号生成部 7d は、電源電圧推定部 6 により推定された電源電圧  $v$  の絶対値  $|v|$  と、インバータ入力電圧検出部 8 により検出されたインバータ入力電圧  $V_{pn}$  とを比較し、インバータ入力電圧  $V_{pn}$  の波形と電源電圧の絶対値  $|v|$  の波形とが等しくなるよう、上記 PWM 幅を決定するものである。具体的には、該ドライブ信号生成部 7d は、インバータ入力電圧  $V_{pn}$  が電源電圧の絶対値  $|v|$  より大きな値を取るとき、インダクションモータ 10 に供給する電流の角速度を小さくする方向に PWM 幅を変更するものである。

#### 【0104】

これは、インバータ入力電圧  $V_{pn}$  が電源電圧の絶対値  $|v|$  より大きな値をとるときは、インバータ回路 4 の出力する電圧より、インダクションモータ 10 の誘起電圧が高くなり、回生電流が流れ、逆にインバータ回路 4 の入力側にある寄生容量や、スナバ回路にあるコンデンサ、もしくは平滑用に接続されたコンデンサが充電され、これによりモータ電流の角速度が小さくなる方向に変化していると考えられるからである。

#### 【0105】

なお、インダクションモータ 10 に供給する電流の角速度の減少分は、インバータ入力電圧  $V_{pn}$  と電源電圧の絶対値  $|v|$  との差分と、実際にインダクションモータ 10 に流れている平均電流から決定するのが最も簡単な方法であるが、角速度の減少分の決定は、この方法によらず、インバータ入力電圧  $V_{pn}$  の波形と電源電圧の絶対値  $|v|$  が等しい波形となるよう、その減少分をフィードバックして決定するようにしてもよい。

#### 【0106】

次に動作について説明する。

この実施の形態 4 のモータ駆動装置 100d では、単相整流回路 3 及びインバ

ータ回路 4 は、実施の形態 1 のモータ駆動装置 100 a のものと同様に動作し、インバータ回路 4 からの出力によりモータ 2 が駆動する。

#### 【0107】

このとき、インバータ制御部 5 d では、電源電圧推定部 6 a により電源電圧  $v$  の波形が推定され、また、インバータ入力電圧検出部 8 によりインバータ入力電圧  $V_{pn}$  が検出される。そして、該ドライブ生成部 7 d では、外部からの回転数指令  $\omega_o$  と、電源電圧  $v$  と、インバータ入力電圧  $V_{pn}$  とに基づいて、上記スイッチング素子 41 ~ 46 のゲートに印加されるパルス信号が、上記ドライブ信号  $S_g$  として生成される。

#### 【0108】

つまり、ドライブ信号生成部 7 d は、インバータ入力電圧  $V_{pn}$  のレベルが電源電圧の絶対値  $|v|$  より大きな値を取るとき、インダクションモータ 10 に供給する電流の角速度を小さくする方向に PWM 幅を変更する。

本実施の形態 4 のようにモータ電流を制御することにより、単相交流電源 1 からモータ駆動装置 100 d に流入する電流の波形が良好なものとなり、力率が改善されるメカニズムは、実施の形態 2 と同様である。

#### 【0109】

このように本実施の形態 4 では、単相交流電源 1 に接続された単相整流回路 3、該単相整流回路 3 の出力に接続され、モータ 2 の駆動電流を発生するインバータ回路 4 と、インバータ回路 4 を制御するインバータ制御部 5 d とを備え、インバータ制御部 5 d が、電源電圧推定部 6 a により推定された電源電圧  $v$  の絶対値  $|v|$  と、インバータ入力電圧検出部 8 により検出されたインバータ入力電圧  $V_{pn}$  とを比較し、インバータ入力電圧  $V_{pn}$  の波形と電源電圧の絶対値  $|v|$  の波形が等しくなるよう、モータ電流の角速度が小さくなる方向に上記 PWM 幅を変更するので、インダクションモータからの回生電流が減少し、単相整流回路 3 の通電期間が広がることとなる。

#### 【0110】

つまり、インダクションモータからインバータ回路に回生電流が流れ込むと、インバータ回路の入力側にある寄生容量が充電され、整流回路前段の単相交流電

源の電圧より高くなることから、インバータ回路の入力電圧が単相交流電源の電圧の絶対値より高い場合は、回生電流が流れていると判断し、その期間、インダクションモータを駆動する電流の角速度を小さくし、インダクションモータに発生する電圧を減少させ、回生電流を減少させる。これにより、インダクションモータにブレーキをかける回生電流が減少することとなり、インダクションモータに発生するトルクは上昇し、効率が向上する。

#### 【0111】

また、回生電流が減少することによりインバータ回路の入力電圧は単相交流電源の電圧の絶対値と波形がほぼ等しくなり、単相交流電源とインバータ回路の間に存在するダイオード整流回路の通電期間が延びる。

これにより、モータの駆動電流の波形を変調したり、モータに出力する駆動電圧の進角調整を行ったりすることなく、入力力率を改善することができ、法規制をクリアした効率のよいモータ駆動装置を得ることができる。

#### 【0112】

なお、この実施の形態4では、インバータ制御部は、モータに供給する電流を直接制御しているが、インバータ制御部の制御はこれに限るものではなく、モータに供給する電圧を、本実施の形態4のように変化させてもよい。この場合も、実施の形態4と同様な効果が得られる。

#### 【0113】

(実施の形態5)

図7は、本発明の実施の形態5によるモータ駆動装置を説明するためのブロック図である。

この実施の形態5のモータ駆動装置100eは、実施の形態2のモータ駆動装置100bと同様、単相交流電源1に接続された単相整流回路3と、該単相交流回路3に接続され、モータに駆動電流及び駆動電圧を出力するインバータ回路4と、該インバータ回路4を制御するインバータ制御部5eとを備えたものである。

#### 【0114】

ここで、上記単相整流回路3及びインバータ回路4は実施の形態2のモータ駆

動装置 100b におけるものと同一のものである。上記インバータ制御部 5e は、実施の形態 2 のインバータ制御部 5a における電源電圧推定部 6a に代えて、単相交流電源 1 のゼロクロスタイミングを用いて電源電圧  $v$  を推定する電源電圧推定部 6e を備えたものである。なお、上記インバータ制御部 5e のインバータ入力電圧検出部 8 及びドライブ信号生成部 7b は、実施の形態 2 のものと同一のものである。

#### 【0115】

以下、上記電源電圧推定部 6e について説明する。

この電源電圧推定部 6e を構成するゼロクロス検出部 11 は、単相交流電源 1 のゼロクロスのタイミングを検知するものである。具体的には、この電源電圧推定部 6e には、電源電圧を抵抗分圧する抵抗回路と、該抵抗回路の出力に接続されたフォトカップラとを有し、フォトカップラの出力に基づいて、電源電圧の全波整流した矩形波を得、該矩形波の立ち上がり及び立下りをゼロクロスタイミングとして検知するものが考えられる。

#### 【0116】

但し、このようにフォトカップラを利用するものでは、実際の電源電圧のゼロクロスタイミングではなく、電源電圧がフォトカップラに電流が流れる最小の電圧レベルとなるタイミングを検知する場合がある。このような場合には、フォトカップラの出力の 1 つの立ち上がりタイミングと、その次の立ち上がりタイミングとから、単相電源 1 の電圧の周期を取得するとともに、立ち上がりタイミングと立ち下がりタイミングとから単相電源 1 の電圧がピークレベルとなるタイミングを取得することにより、電源電圧の周期と、立ち上がりタイミングあるいは立下りタイミングとから正しいゼロクロスタイミングを得ることができる。

#### 【0117】

上記電源電圧推定部 6e は、ゼロクロスタイミングと、インバータ入力電圧検出部 8 により検出されたインバータ入力電圧  $V_{pn}$  の波高値とから、電源電圧 1 から出力される正弦波電圧  $v$  を推定するものである。この場合、何らかの影響で電源電圧の振幅値が変化した場合でも、正確に電源電圧を推定することができ、精度の高い制御を提供することができる。

## 【0118】

このような構成の実施の形態5のモータ駆動装置100eでは、単相整流回路3及びインバータ回路4は、実施の形態2と同様に動作する。また、インバータ制御部5eは、電源電圧推定部6eの動作のみ実施の形態2のものと異なっている。

## 【0119】

そして、上記電源電圧推定部6eでは、ゼロクロス検出部11により電源電圧のゼロクロスタイミングが検出され、インバータ入力電圧検出部8により検出されたインバータ入力電圧 $V_{pn}$ の波高値と、該検出された電源電圧のゼロクロスタイミングとから、電源電圧の波形が推定される。

## 【0120】

すると、ドライブ信号生成部7bでは、実施の形態2と同様、外部からの回転数指令 $\omega_o$ と、電源電圧 $v$ の波形と、インバータ入力電圧 $V_{pn}$ とに基づいて、インバータ回路のスイッチング素子41～46に印加されるパルス信号のPWM幅が決定され、決定されたPWM幅を有するパルス信号が上記ドライブ信号 $S_g$ として出力される。

## 【0121】

このように本実施の形態5のモータ駆動装置100eでは、上記電源電圧推定部11を、上記単相交流電源1のゼロクロスタイミングを検出するゼロクロス検出部を備え、上記ゼロクロス検出部が検出したゼロクロスタイミングから上記単相交流電源の電圧を推定するものとしたので、実施の形態2の効果に加えて、電源電圧のモニター信号をAD変換するAD変換器等といった高価な部品を用いることなく、容易に単相交流電源の電圧波形を推定することができる効果がある。

## 【0122】

なお、上記実施の形態5では、モータ駆動装置100eは、実施の形態2のモータ駆動装置100bの電源電圧推定部6aに代えて、単相交流電源1のゼロクロスタイミングを用いて電源電圧 $v$ を推定する電源電圧推定部6eを備えたものとしたが、このような電源電圧推定部6eを備えたモータ駆動装置は、実施の形態2のものに限らず、実施の形態3あるいは4のモータ駆動装置であってもよい。

。

## 【0123】

また、上記実施の形態5では、上記電源電圧推定部6eは、ゼロクロスタイミングと、インバータ入力電圧 $V_{pn}$ の波高値とから、電源電圧の波形を推定するものとしているが、上記電源電圧推定部6eは、ゼロクロスタイミングと、単相交流電源1の既知の電圧波高値とから、電源電圧の波形を推定するものであってもよい。このような電源電圧推定部6eを備えたモータ駆動装置は、実施の形態2のものに限らず、実施の形態1、3あるいは4のいずれのモータ駆動装置であってもよい。

## 【0124】

(実施の形態6)

図8は、本発明の実施の形態6によるモータ駆動装置を説明するためのブロック図である。

この実施の形態6のモータ駆動装置100fは、実施の形態2のモータ駆動装置100bと同様、単相交流電源1に接続された単相整流回路3と、該単相交流回路3に接続され、モータに駆動電流及び駆動電圧を出力するインバータ回路4と、該インバータ回路4を制御するインバータ制御部5fとを備えたものである。

。

## 【0125】

ここで、上記単相整流回路3及びインバータ回路4は、実施の形態2のモータ駆動装置100bにおけるものと同一のものである。上記インバータ制御部5fは、実施の形態2のインバータ制御部5aにおける電源電圧推定部6aに代えて、インバータ回路4の入力電圧 $V_{pn}$ を用いて、電源電圧の波形を推定する電源電圧推定部6fを備えたものである。また、上記インバータ制御部5fのインバータ入力電圧検出部8及びドライブ信号生成部7bは、実施の形態2のものと同ーのものである。

## 【0126】

以下、上記電源電圧推定部6fについて説明する。

電源電圧検出部6fは、インバータ入力電圧検出部8により検出されたインバ

ータ入力電圧  $V_{pn}$  の波高値（ピークレベル）をとるタイミングから、電源電圧の波高値（ピークレベル）をとるタイミングを推測し、そのタイミングと、インバータ入力電圧の波高値とから、電源電圧の波形である正弦波電圧を推定するものである。

#### 【0127】

このような構成の実施の形態6のモータ駆動装置100fでは、単相整流回路3及びインバータ回路4は、実施の形態2と同様に動作する。また、インバータ制御部5fは、電源電圧推定部6fの動作のみ実施の形態2のものと異なっている。

#### 【0128】

そして、上記電源電圧推定部6fでは、インバータ入力電圧検出部8により検出されたインバータ入力電圧  $V_{pn}$  に基づいて、その波高値（ピークレベル）をとるタイミングが検出され、該検出されたタイミングから、電源電圧の波高値（ピークレベル）をとるタイミングが推測され、該推定された、電源電圧がピークレベルとなるタイミングと、インバータ入力電圧の波高値とから、電源電圧の波形である正弦波電圧の波形が推定される。

#### 【0129】

すると、ドライブ信号生成部7bでは、実施の形態2と同様、外部からの回転数指令  $\omega_o$  と、上記推定された電源電圧  $v$  の波形と、上記インバータ入力電圧  $V_{pn}$  とに基づいて、インバータ回路のスイッチング素子41～46に印加されるパルス信号のPWM幅が決定され、決定されたPWM幅を有するパルス信号が、インバータ回路4のドライブ信号  $S_g$  として出力される。

#### 【0130】

このように本実施の形態6では、電源電圧推定部6fを、インバータ入力電圧検出部により検出されたインバータ入力電圧に基づいて、インバータ入力電圧が最大値をとるタイミングを検出し、該検出されたタイミングと、そのときのインバータ入力電圧の値とから、上記単相交流電源の電圧を推定するものとしたので、実施の形態2の効果に加えて、電源電圧のモニターを行う回路などを不要として、部品点数の少ない回路構成により、容易に単相交流電源の電圧波形を推定す



ることができる効果がある。

#### 【0131】

なお、この実施の形態6では、電源電圧検出部6fは、インバータ入力電圧 $V_{pn}$ の波高値（ピークレベル）をとるタイミングと、インバータ入力電圧の波高値とから、電源電圧の波形を推定するものとしているが、この電源電圧検出部6fは、インバータ入力電圧 $V_{pn}$ の波高値（ピークレベル）をとるタイミングと、単相交流電源1の既知の電圧波高値とから、電源電圧の波形を推定するものであってもよい。

#### 【0132】

また、上記実施の形態6では、モータ駆動装置100fは、実施の形態2のモータ駆動装置100bの電源電圧推定部6aに代えて、インバータ回路4の入力電圧 $V_{pn}$ を用いて電源電圧の波形を推定する電源電圧推定部6fを備えたものとしたが、このような電源電圧推定部6fを備えたモータ駆動装置は、実施の形態2のものに限らず、実施の形態3あるいは4のモータ駆動装置であってもよい。

#### 【0133】

（実施の形態7）

図9は、本発明の実施の形態7によるモータ駆動装置を説明するためのブロック図である。

この実施の形態7のモータ駆動装置100gは、実施の形態1のモータ駆動装置100aの単相整流回路3の出力側に、モータからの回生電流を充電する小容量のコンデンサ12を付加したものであり、該コンデンサ12は上記単相整流回路3の一方の出力端子3aと他方の出力端子3bとの間に接続されている。

この実施の形態7のモータ駆動装置100gのその他の構成は、実施の形態1のモータ駆動装置100aと同一である。

#### 【0134】

ここで、上記コンデンサ12の容量は、モータ回生電流による装置の損傷が回避される程度の容量にすればよい。例えば、モータ制御装置が、家庭用の空気調和機に使用される圧縮機のモータを制御するものである場合は、上記コンデンサ12の容量は、 $1\mu F \sim 50\mu F$ 程度でよい。この値は、モータのインダクタン

スの容量、インバータ入力電圧に対して許容される最大変動量、及びモータに流す電流の最大値から求められる最小の限界値である。

#### 【0135】

つまり、モータに最大電流が流れているときにモータが保持しているエネルギーは、インダクタンスの容量から求められる。そして、そのエネルギーがモータ回生電流としてコンデンサに与えられたときに発生するコンデンサの端子電圧の上昇をどの程度まで許容できるかに基づいて、上記コンデンサの容量が決定される。

#### 【0136】

次に動作について説明する。

この実施の形態7のモータ駆動装置100gでは、単相整流回路3、インバータ回路4、インバータ制御部5aは、実施の形態1のものと同様に動作するので、以下では、実施の形態1と異なる動作について説明する。

#### 【0137】

モータ2の停止時やインバータ回路4のスイッチング動作が停止した時には、モータ2に流れている電流がインバータ回路4の入力側に回生される。その回生電流が大きいと、インバータ回路4の入力側電圧が過大電圧となって、モータ駆動装置が損傷する場合が発生する。

#### 【0138】

この実施の形態7のモータ駆動装置100gでは、図9に示すように、単相整流回路3の出力側、つまりインバータ回路4の入力側にコンデンサ12が付加されているので、モータ2の停止時などには、モータ2からの回生電流が上記コンデンサ12に充電されることとなり、上記回生電流によるインバータ回路4の入力側電圧の上昇を抑えることができる。

これにより、モータ停止時などに発生するモータ回生電流によりモータ駆動装置が損傷を受けるのを防止することができ、より安全なモータ制御装置を実現することができる。

#### 【0139】

このように本実施の形態7では、実施の形態1のモータ駆動装置100aの整

流回路 3 a を、上記モータからの回生電流を充電するコンデンサを有するものとしたので、実施の形態 1 の効果に加えて、モータの停止時やインバータ回路のスイッチング動作が停止した時に発生するインバータ入力電圧の上昇を抑えることができ、素子等の破壊を防ぐ効果がある。

#### 【0140】

なお、上記実施の形態 7 では、実施の形態 1 のモータ駆動装置 100 a の整流回路 3 の出力側に上記モータからの回生電流を充電するコンデンサを付加したものを示したが、このようなコンデンサを付加したモータ駆動装置は、実施の形態 1 のものに限らず、実施の形態 2 ないし 6 のいずれのモータ駆動装置であってもよい。

#### 【0141】

(実施の形態 8)

図 10 は、本発明の実施の形態 8 によるモータ駆動装置を説明するためのブロック図である。

この実施の形態 8 のモータ駆動装置 100 h は、実施の形態 1 のモータ駆動装置 100 a の単相整流回路 3 と、単相交流電源 13 との間にインダクタ 13 を挿入したものであり、該インダクタ 13 は、単相交流電源 1 と単相整流回路 3 との間に直列に接続されている。

そして、この実施の形態 8 のモータ駆動装置 100 h のその他の構成は、実施の形態 1 のモータ駆動装置 100 a と同一である。

#### 【0142】

ここで、上記インダクタ 13 の容量は、インバータ回路のスイッチング動作に伴って発生するスイッチング電流ノイズを除去し、電源電流の波形が歪まない程度の値にすればよい。例えば、モータ駆動装置が、家庭用の空気調和機に使用される圧縮機のモータを駆動するものである場合は、インダクタ 13 の容量は、0.1 mH から 1.0 mH 程度でよい。この値は、インバータ回路 4 でのキャリア周波数に依存し、キャリア成分の高調波が抑制できるように決定される。

#### 【0143】

次に動作について説明する。

この実施の形態 8 のモータ駆動装置 100 h では、単相整流回路 3、インバータ回路 4、インバータ制御部 5 a は、実施の形態 1 のものと同様に動作するので、以下では、実施の形態 1 と異なる動作について説明する。

#### 【0144】

単相交流電源 1 の出力電流は、インバータ回路 4 のスイッチング動作の影響を受け、スイッチング電流がノイズとして重畳される。

この実施の形態 8 のモータ駆動装置 100 h では、図 10 に示すように、単相交流電源 1 と単相整流回路 3 との間に挿入されたインダクタ 13 により、インバータ回路 4 で発生したノイズが遮断されることとなって、電源の出力電流に重畳される電源スイッチングノイズが低減される。これにより単相交流電源 1 の出力電流の波形が歪むのが抑制され、入力電流の力率が改善される。

#### 【0145】

このように本実施の形態 8 では、実施の形態 1 のモータ駆動装置 100 a の整流回路 3 の入力と単相交流電源 1 との間に、上記インバータ回路 4 で発生したノイズを遮断するインダクタ 13 を挿入したので、実施の形態 1 の効果に加えて、単相交流電源 1 の出力に重畳されるスイッチングノイズを低減することができ、これにより入力電流の力率を高め、電流波形を改善することができる効果がある。

#### 【0146】

なお、上記実施の形態 8 では、実施の形態 1 のモータ駆動装置 100 a の整流回路 3 と単相交流電源 1 との間に、インバータ回路 4 で発生したノイズを遮断するインダクタ 13 を挿入したものを示したが、このようなインダクタを有するモータ駆動装置は、実施の形態 1 のものに限らず、実施の形態 2 ないし 6 のいずれのモータ駆動装置であってもよい。

#### 【0147】

また、上記実施の形態 7 では、モータ駆動装置は、モータ駆動装置を構成する単相整流回路の出力側にコンデンサを付加したもの、上記実施の形態 8 では、モータ駆動装置は、モータ駆動装置を構成する単相整流回路と、電源との間にコンデンサを挿入したものとしているが、モータ駆動装置は、上記コンデンサとイン

ダクタの両方を備えたものであってもよい。

#### 【0148】

この場合は、インダクタとコンデンサとからなる直列接続回路が形成されるため、共振現象が発生することがある。この共振周波数は一般的に知られるように  $1/2\pi\sqrt{LC}$  であり、インダクタとコンデンサの容量で決まる。従って、共振周波数が、電源に対する高調波規制の対象となる周波数よりも高くなるよう、インダクタとコンデンサの容量を決定すれば、より発生ノイズの少ないモータ制御装置を提供することができる。

#### 【0149】

さらに、本発明の各実施の形態のモータ駆動装置は、空気調和機に使用される圧縮機のモータを駆動制御するものに限らず、インバータ回路を使用してモータを駆動制御するものであればどのような機器のモータを駆動制御するものであってもよい。

#### 【0150】

例えば、上記各実施の形態のモータ駆動装置を適用可能な機器は、モータ及びその駆動電流を発生するインバータ回路を搭載した、冷蔵庫、電気洗濯機、電気乾燥機、電気掃除機、送風機等の機器がある。いずれの機器についても、インバータ回路を小型化、軽量化することで、設計の自由度が高く、安価な機器を提供することができる等、効用は計り知れない。

#### 【0151】

##### 【発明の効果】

以上のように、本発明（請求項1）に係るモータ駆動装置によれば、モータを駆動するモータ駆動装置であって、単相交流電源を入力とする整流回路と、上記整流回路に接続され、上記モータに電流及び電圧を出力するインバータ回路と、上記モータが駆動されるよう上記インバータ回路を制御するインバータ制御部とを備え、上記インバータ制御部は、上記単相交流電源の電圧を推定する電源電圧推定部を備え、上記電源電圧推定部が推定した電源電圧がゼロ電圧からピーク電圧へ移行しているとき、上記インバータ回路の出力電流あるいは出力電圧の値を小さくする第1の制御と、上記電源電圧推定部が推定した電源電圧がピーク電圧

からゼロ電圧へ移行しているとき、上記インバータ回路の出力電流あるいは出力電圧の値を大きくする第2の制御のうちの少なくとも一方の制御を行う、ことを特徴とするので、インバータ回路の入力側に存在する寄生容量への充電電流を考慮に入れて単相交流電源から電流が引き出されることとなり、単相交流電源の電流波形の歪みを効果的に解消することができ、この結果、入力力率が高く、法規制をクリアした効率のよいモータ駆動装置を得ることができる。

#### 【0152】

本発明（請求項2）に係るモータ駆動装置によれば、モータを駆動するモータ駆動装置であって、単相交流電源を入力とする整流回路と、上記整流回路に接続され、上記モータに電流あるいは電圧を出力するインバータ回路と、上記モータが駆動されるよう上記インバータ回路を制御するインバータ制御部とを備え、上記インバータ制御部は、上記単相交流電源の電圧を推定する電源電圧推定部と、上記インバータ回路に入力される電圧を検出するインバータ入力電圧検出部とを備え、上記電源電圧推定部が推定した電源電圧の絶対値と、上記インバータ入力電圧検出部が検出したインバータ入力電圧とを比較し、上記インバータ入力電圧が上記推定された電源電圧の絶対値より高いとき、上記インバータの出力電流あるいは出力電圧の値を大きくする、ことを特徴とするので、インバータ入力電圧が単相交流電源の電圧の絶対値とほぼ等しくなると、単相交流電源からインバータ回路に流入する電流の通電幅が広がることとなる。これにより単相交流電源の電流波形の歪みを効果的に解消することができ、この結果、入力力率が高く、法規制をクリアした効率のよいモータ駆動装置を得ることができる。

#### 【0153】

本発明（請求項3）に係るモータ駆動装置によれば、DCブラシレスモータを駆動するモータ駆動装置であって、単相交流電源を入力とする整流回路と、上記整流回路に接続され、上記DCブラシレスモータに電流及び電圧を出力するインバータ回路と、上記DCブラシレスモータが駆動されるよう上記インバータ回路を制御するインバータ制御部とを備え、上記インバータ制御部は、上記単相交流電源の電圧を推定する電源電圧推定部と、上記インバータ回路に入力される電圧を検出するインバータ入力電圧検出部とを備え、上記電源電圧推定部が推定した

電源電圧の絶対値と、上記インバータ入力電圧検出部が検出したインバータ入力電圧とを比較し、上記インバータ入力電圧が上記推定された電源電圧の絶対値より高いとき、上記インバータ回路の出力電流あるいは出力電圧の位相を進める、ことを特徴とするので、DC ブラシレスモータからの回生電流を減少させ、モータの駆動効率を向上させることができ、その結果、入力力率が高く、法規制をクリアした効率のよいモータ駆動装置を得ることができる。

#### 【0154】

本発明（請求項4）に係るモータ駆動装置によれば、インダクションモータを駆動するモータ駆動装置であって、単相交流電源を入力とする整流回路と、上記整流回路に接続され、上記モータに電流及び電圧を出力するインバータ回路と、上記インダクションモータが駆動されるよう上記インバータ回路を制御するインバータ制御部とを備え、上記インバータ制御部は、上記単相交流電源の電圧を推定する電源電圧推定部と、上記インバータ回路に入力される電圧を検出するインバータ入力電圧検出部とを備え、上記電源電圧推定部が推定した電源電圧の絶対値と、上記インバータ入力電圧検出部が検出したインバータ入力電圧とを比較し、上記インバータ入力電圧が上記推定された電源電圧の絶対値より高いとき、上記インバータ回路の出力電流あるいは出力電圧の角速度を小さくする、ことを特徴とするので、インダクションモータからの回生電流を減少させ、モータの駆動効率を向上させることができ、その結果、入力力率が高く、法規制をクリアした効率のよいモータ駆動装置を得ることができる。

#### 【0155】

本発明（請求項5）に係るモータ駆動装置によれば、請求項1から4のいずれかに記載のモータ駆動装置において、上記電源電圧推定部は、上記単相交流電源のゼロクロスタイミングを検出するゼロクロス検出部を備え、上記ゼロクロス検出部が検出したゼロクロスタイミングから上記単相交流電源の電圧を推定する、ことを特徴とするので、電源電圧のモニター信号をAD変換するAD変換器等といった高価な部品を用いることなく、容易に単相交流電源の電圧波形を推定することができる効果がある。

#### 【0156】

本発明（請求項 6）に係るモータ駆動装置によれば、請求項 1 から 4 のいずれかに記載のモータ駆動装置において、上記電源電圧推定部は、上記インバータ入力電圧検出部が検出したインバータ入力電圧に基づいて、インバータ入力電圧が最大値をとるタイミングを検出するタイミング検出部を備え、上記タイミング検出部が検出したタイミングと、そのときの上記インバータ入力電圧検出部からの検出出力であるインバータ入力電圧値とから上記単相交流電源の電圧を推定する、ことを特徴とするので、電源電圧のモニターを行う回路は不要となり、部品点数の少ない回路構成により、容易に単相交流電源の電圧波形を推定することができる効果がある。

#### 【0157】

本発明（請求項 7）に係るモータ駆動装置によれば、請求項 1 から 6 のいずれかに記載のモータ駆動装置において、上記整流回路は、上記モータからの回生電流を充電するコンデンサを有する、ことを特徴とするので、モータの停止時やインバータ回路のスイッチング動作が停止した時に発生するインバータ入力電圧の上昇を抑えることができ、素子等の破壊を防ぐことができる効果がある。

#### 【0158】

本発明（請求項 8）に係るモータ駆動装置によれば、請求項 1 から 6 のいずれかに記載のモータ駆動装置において、上記整流回路は、上記インバータ回路で発生したノイズを遮断するインダクタを有する、ことを特徴とするものであり、単相交流電源に発生するスイッチングノイズを低減して、入力力率及び電流波形をより改善したモータ駆動装置を得ることができる。

#### 【0159】

本発明（請求項 9）に係る空気調和機によれば、モータと、該モータを駆動するモータ駆動装置とを有する空気調和機であって、上記モータ駆動装置は、請求項 1 から 8 のいずれかに記載の上記モータ駆動装置であることを特徴とするので、コンデンサやインダクタの容量が小さくしてインバータ回路を小型化、軽量化し、しかも入力力率等の法規制をクリアしたモータ駆動装置を提供することができ、これにより、モータ及びその駆動装置を搭載した空気調和機を、設計の自由度が高く、安価なものとすることができる。



## 【0160】

本発明（請求項10）に係る冷蔵庫によれば、モータと、該モータを駆動するモータ駆動装置とを有する冷蔵庫であって、上記モータ駆動装置は、請求項1から8のいずれかに記載の上記モータ駆動装置である、ことを特徴とするので、コンデンサやインダクタの容量が小さくしてインバータ回路を小型化、軽量化し、しかも入力力率等の法規制をクリアしたモータ駆動装置を提供することができ、これにより、モータ及びその駆動装置を搭載した冷蔵庫を、設計の自由度が高く、安価なものとすることができる。

## 【0161】

本発明（請求項11）に係る電気洗濯機によれば、モータと、該モータを駆動するモータ駆動装置とを有する電気洗濯機であって、上記モータ駆動装置は、請求項1から8のいずれかに記載の上記モータ駆動装置であることを特徴とするので、コンデンサやインダクタの容量が小さくしてインバータ回路を小型化、軽量化し、しかも入力力率等の法規制をクリアしたモータ駆動装置を提供することができ、これにより、モータ及びその駆動装置を搭載した電気洗濯機を、設計の自由度が高く、安価なものとすることができる。

## 【0162】

本発明（請求項12）に係る電気掃除機によれば、モータと、該モータを駆動するモータ駆動装置とを有する電気掃除機であって、上記モータ駆動装置は、請求項1から8のいずれかに記載の上記モータ駆動装置である、ことを特徴とするので、コンデンサやインダクタの容量が小さくしてインバータ回路を小型化、軽量化し、しかも入力力率等の法規制をクリアしたモータ駆動装置を提供することができ、これにより、モータ及びその駆動装置を搭載した電気洗濯機を、設計の自由度が高く、安価なものとすることができる。

## 【0163】

本発明（請求項13）に係る電気乾燥機によれば、モータと、該モータを駆動するモータ駆動装置とを有する空気乾燥機であって、上記モータ駆動装置は、請求項1から8のいずれかに記載の上記モータ駆動装置である、ことを特徴とするので、コンデンサやインダクタの容量が小さくしてインバータ回路を小型化、軽

量化し、しかも入力力率等の法規制をクリアしたモータ駆動装置を提供することができ、これにより、モータ及びその駆動装置を搭載した電気乾燥機を、設計の自由度が高く、安価なものとすることができる。

#### 【0164】

本発明（請求項14）に係る送風機によれば、モータと、該モータを駆動するモータ駆動装置とを有する送風機であって、上記モータ駆動装置は、請求項1から8のいずれかに記載のモータ駆動装置である、ことを特徴とするので、コンデンサやインダクタの容量が小さくしてインバータ回路を小型化、軽量化し、しかも入力力率等の法規制をクリアしたモータ駆動装置を提供することができ、これにより、モータ及びその駆動装置を搭載した送風機を、設計の自由度が高く、安価なものとすることができる。

#### 【図面の簡単な説明】

##### 【図1】

本発明の実施の形態1によるモータ駆動装置100aを説明するブロック図である。

##### 【図2】

上記実施の形態1のモータ駆動装置100aの動作を説明する図であり、モータ電流波形の実験結果を、実施の形態1のもの（図(b)）と、従来の方法によるもの（図(a)）とを対比させて示している。

##### 【図3】

本発明の実施の形態2によるモータ駆動装置100bを説明するブロック図である。

##### 【図4】

本発明の実施の形態3によるモータ駆動装置100cを説明するブロック図である。

##### 【図5】

上記実施の形態3のモータ駆動装置100cの動作を説明する図であり、モータ電流波形の実験結果を、実施の形態3のもの（図(b)）と、従来の方法によるもの（図(a)）とを対比させて示している。

**【図 6】**

本発明の実施の形態 4 によるモータ駆動装置 100 d を説明するブロック図である。

**【図 7】**

本発明の実施の形態 5 によるモータ駆動装置 100 e を説明するブロック図である。

**【図 8】**

本発明の実施の形態 6 によるモータ駆動装置 100 f を説明するブロック図である。

**【図 9】**

本発明の実施の形態 7 によるモータ駆動装置 100 g を説明するブロック図である。

**【図 10】**

本発明の実施の形態 8 によるモータ駆動装置 100 h を説明するブロック図である。

**【図 11】**

従来のモータ駆動装置を説明するブロック図である。

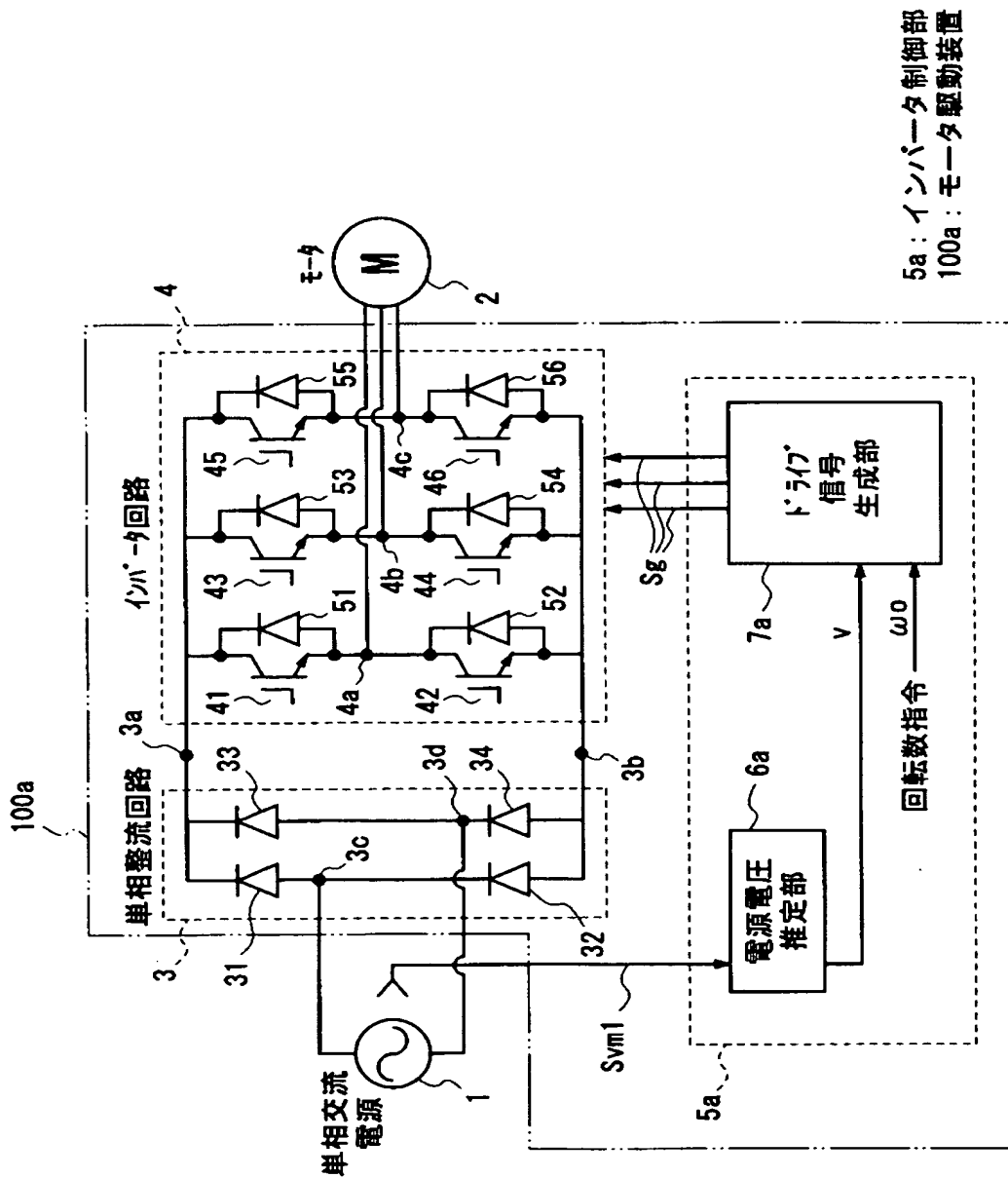
**【符号の説明】**

- 1 単相交流電源
- 2 モータ
- 3 単相整流回路
- 3 a, 3 b, 4 a, 4 b, 4 c 出力ノード
- 3 c, 3 d 入力ノード
- 4 インバータ回路
- 5 a, 5 b, 5 c, 5 d, 5 e, 5 f インバータ制御部
- 6 a, 6 e, 6 f 電源電圧推定部
- 7 a, 7 b, 7 c, 7 d ドライブ信号生成部
- 8 インバータ入力電圧検出部
- 9 DC ブラシレスモータ

10 インダクションモータ  
11 ゼロクロス検出部  
12 コンデンサ  
13 インダクタ  
31~34, 51~56 ダイオード  
41~46 スイッチング素子  
100a, 100b, 100c, 100d, 100e, 100f, 100g,  
100h モータ駆動装置  
Amd モータ電流の振幅値  
Csp 単相交流電源の出力電流  
i モータ電流  
idc 直流リンク電流  
io 電流指令値  
Pmd モータ電流の進角値  
Sg ドライブ信号 (ゲート信号)  
Svm1, Svm2 電源電圧モニタ信号  
To 指令トルク  
v 単相交流電源電圧  
|v| 単相交流電源電圧の絶対値  
Vpn インバータ回路の入力電圧  
 $\omega o$  回転数指令

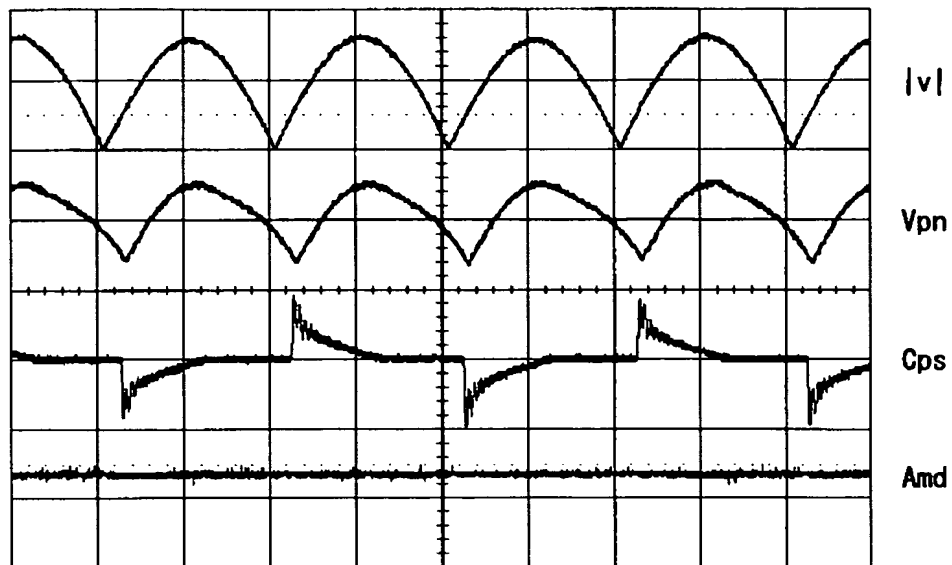
【書類名】 図面

【図 1】

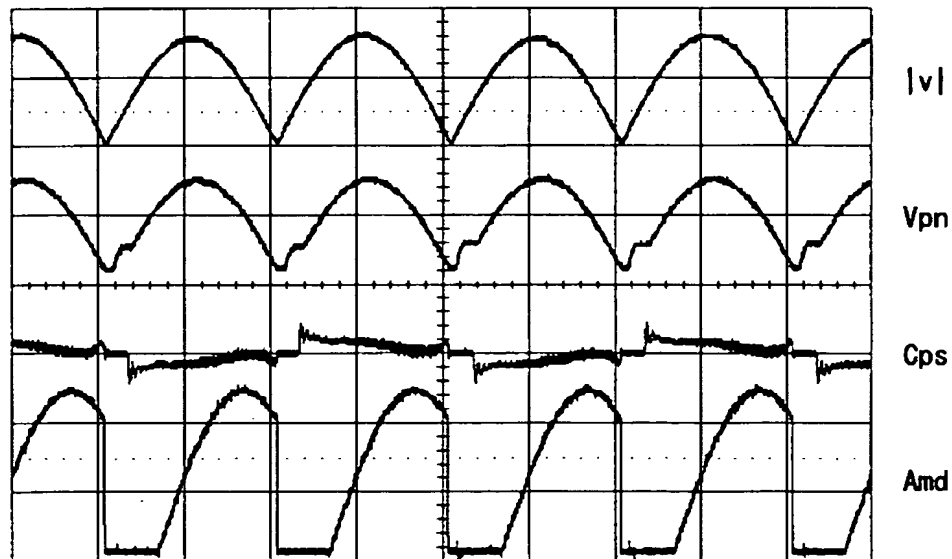


【図 2】

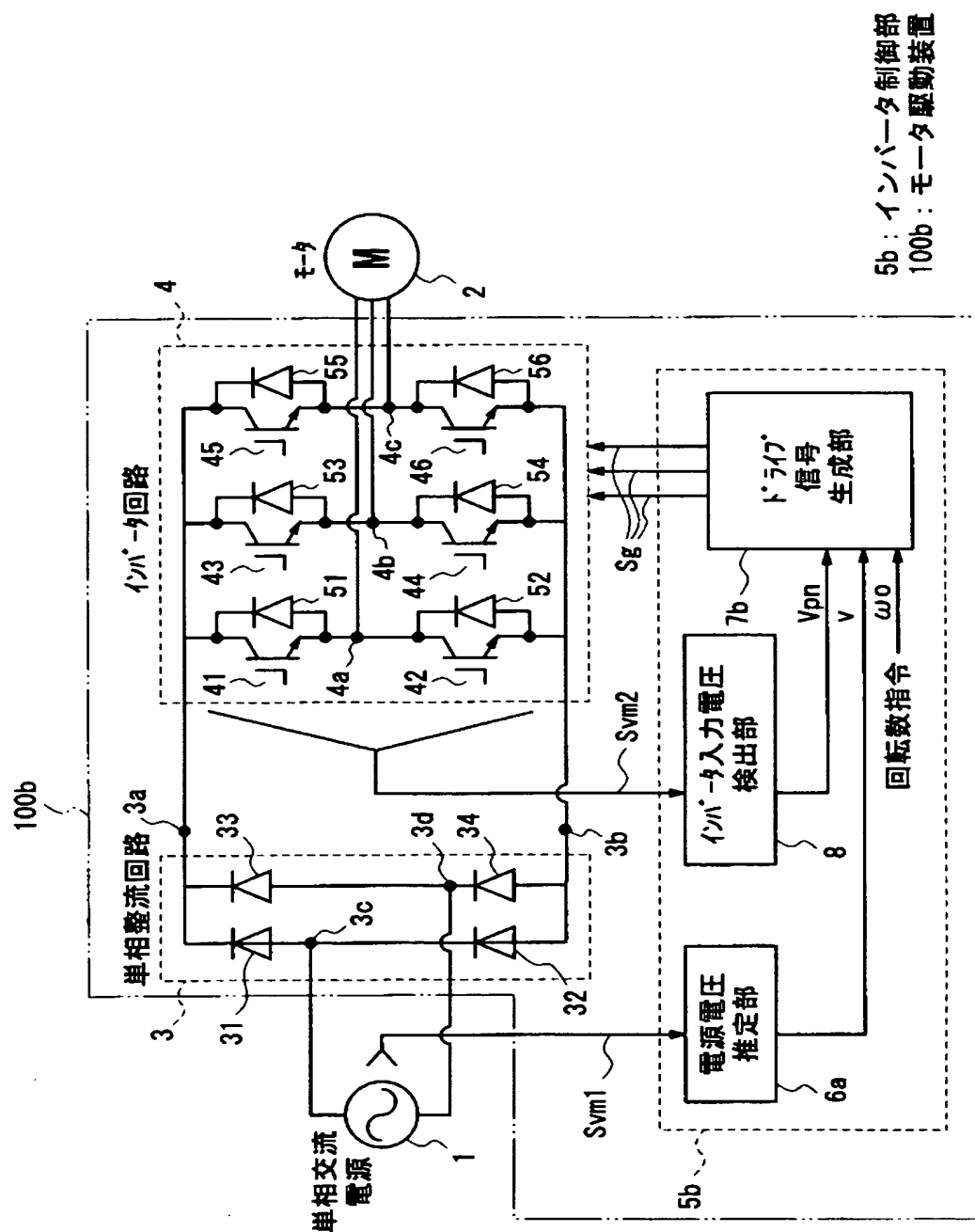
(a)



(b)

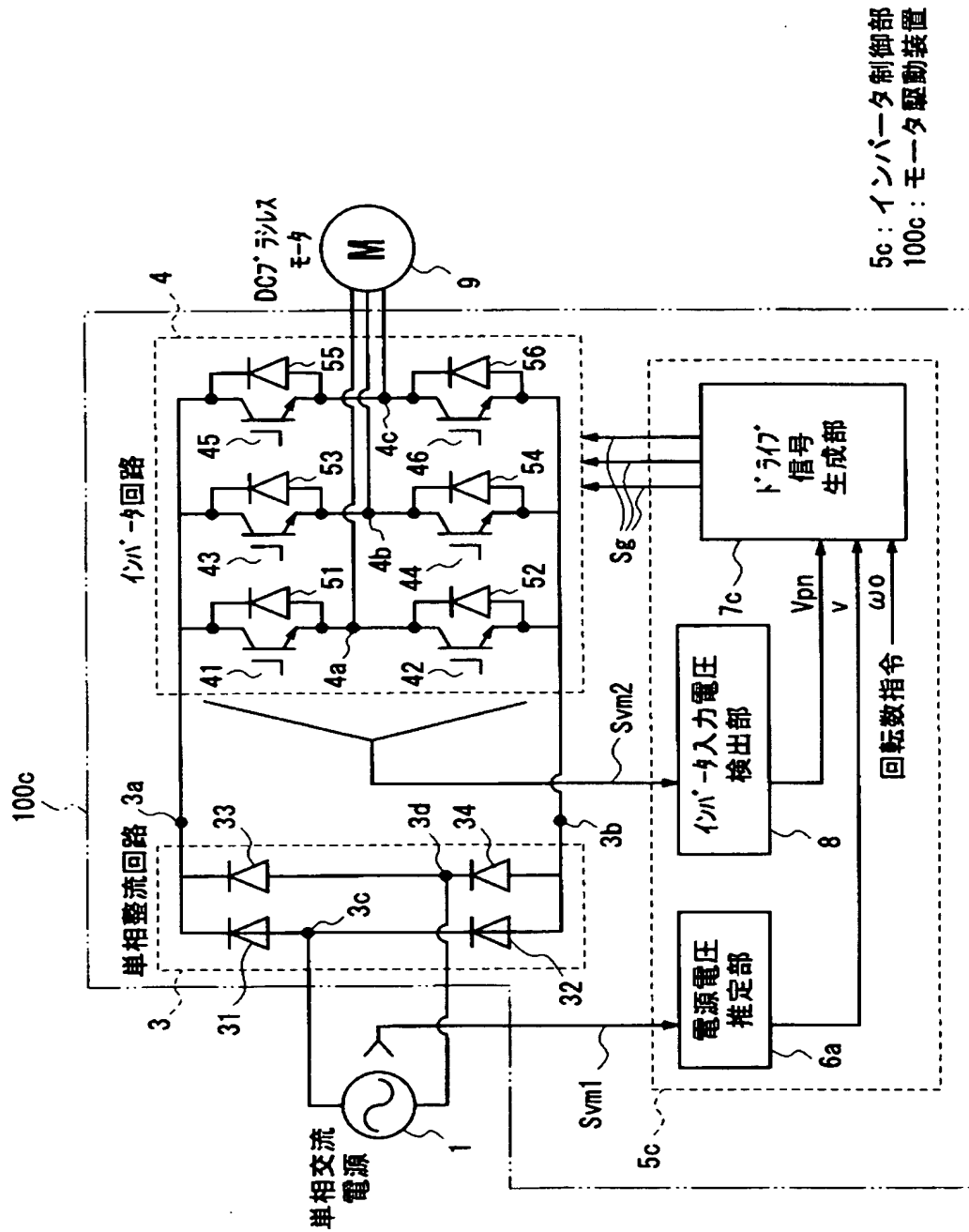


【図 3】



5b: インバータ制御部  
100b: モータ駆動装置

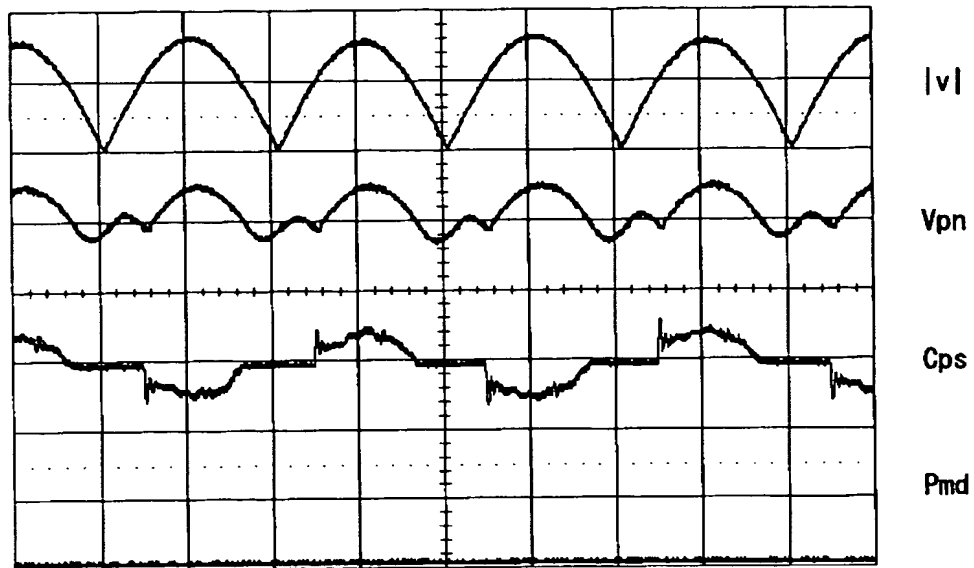
【図4】



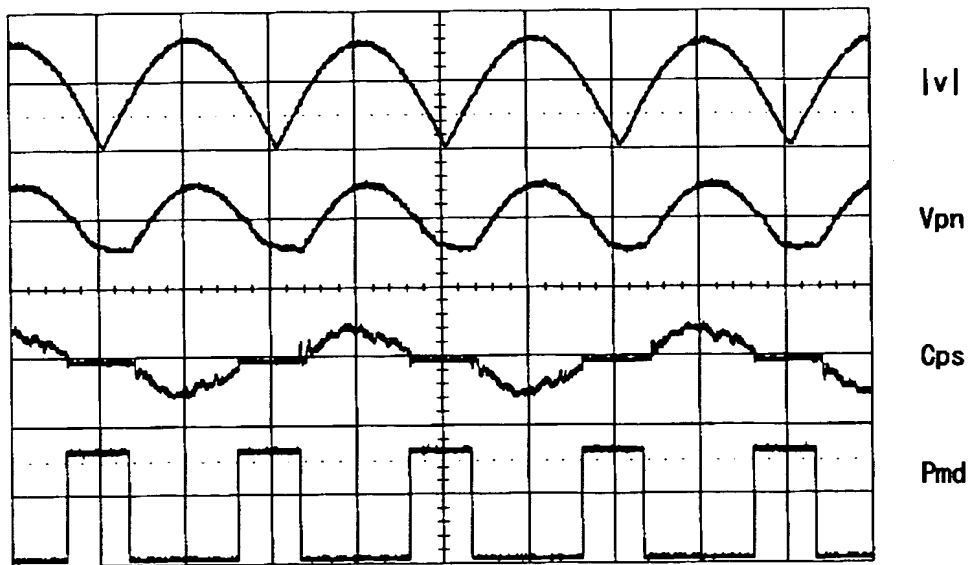


【図 5】

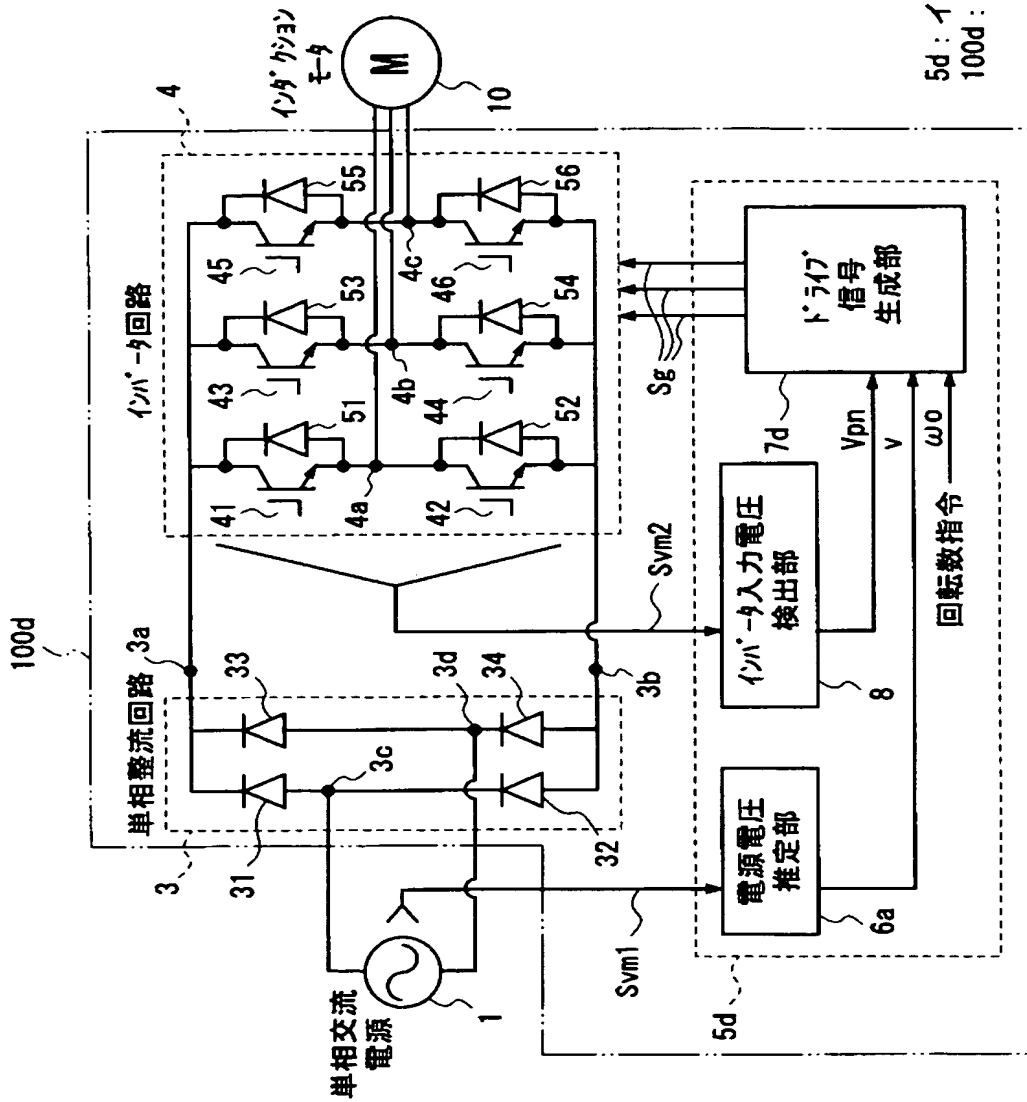
(a)



(b)

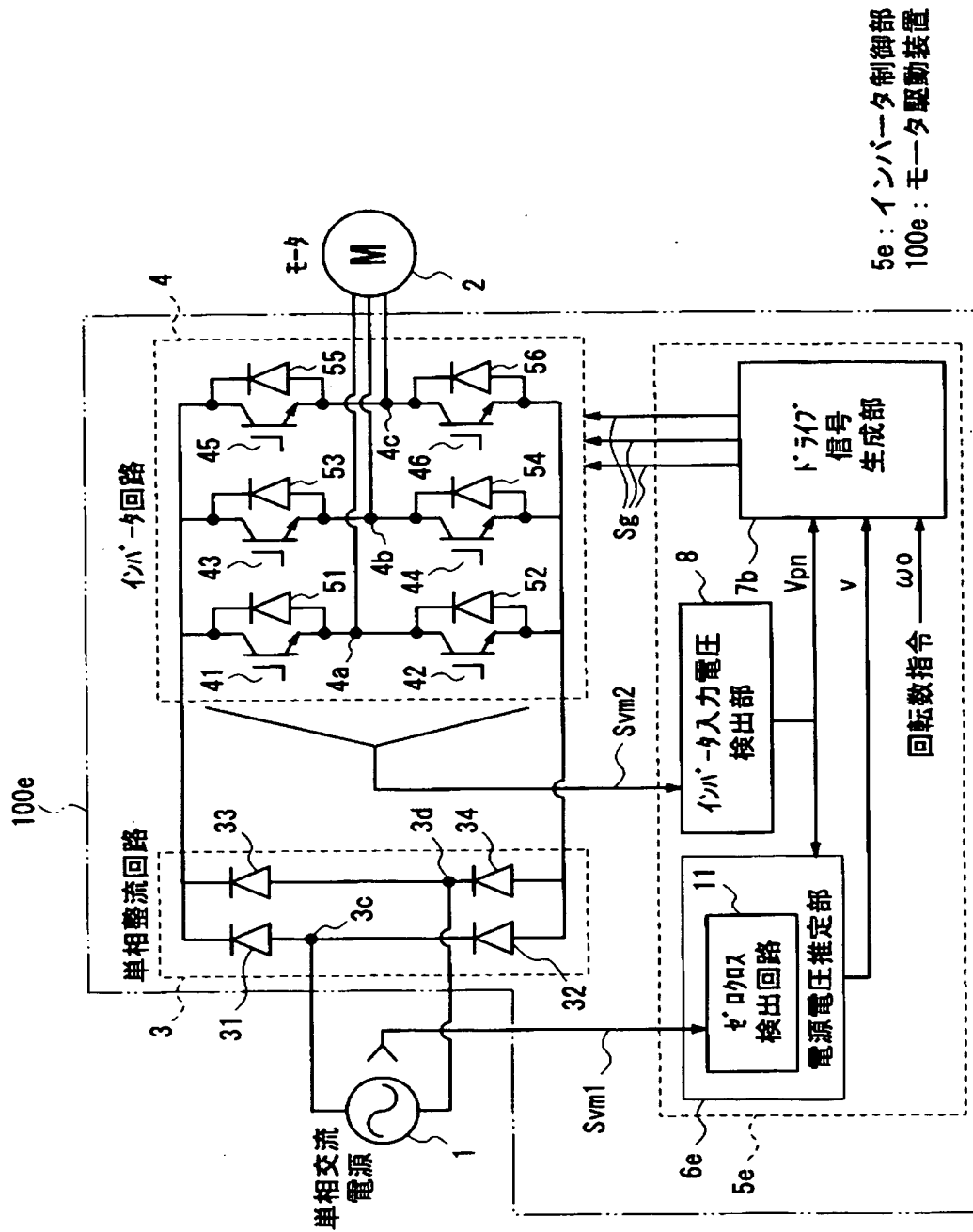


【図 6】

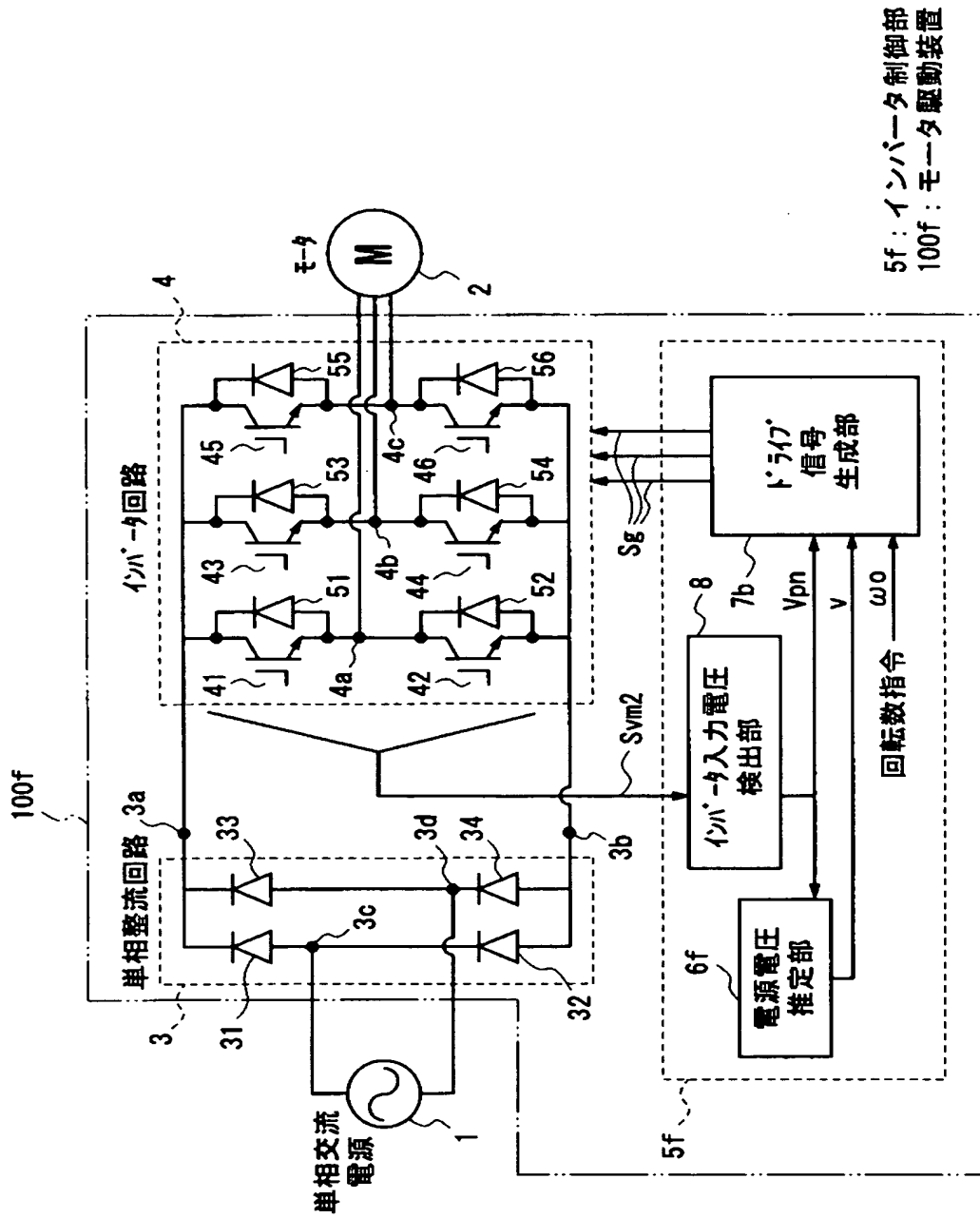


5d: インバータ制御部  
100d: モータ駆動装置

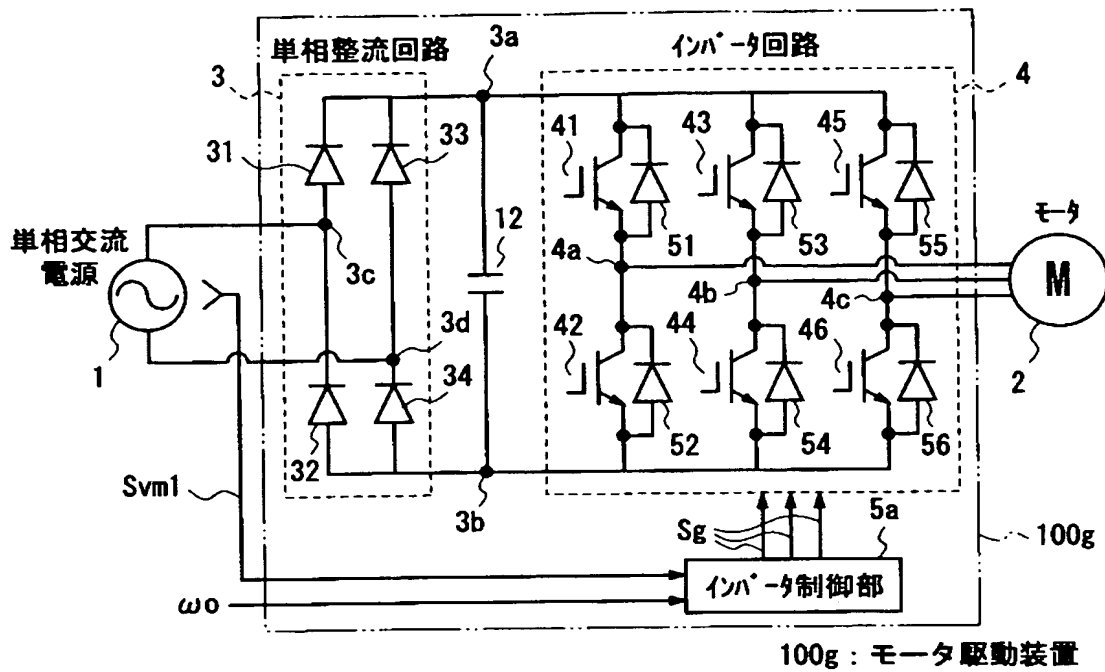
【図7】



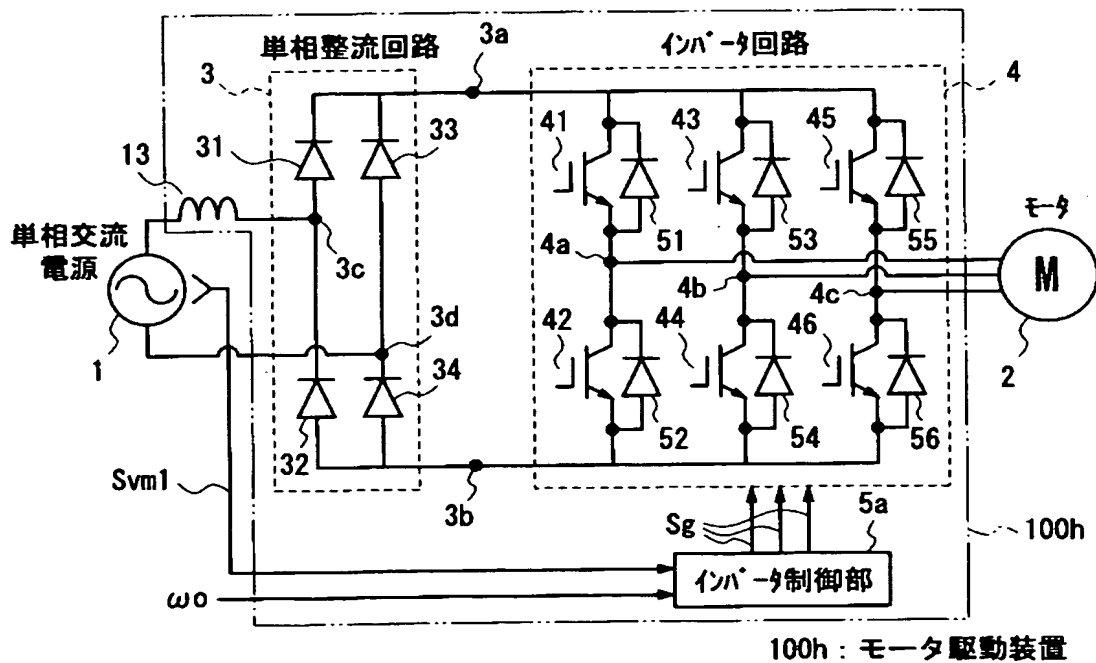
【図8】



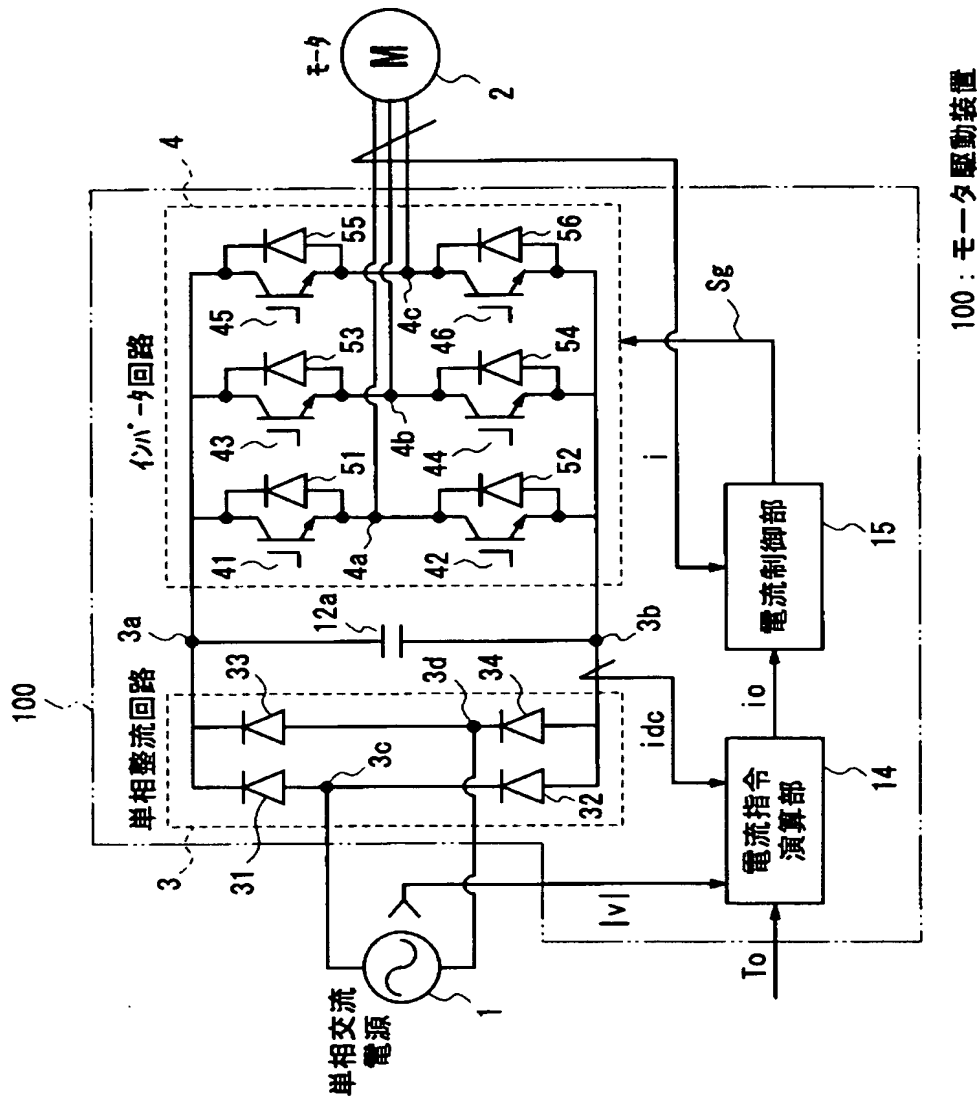
【図 9】



【図 10】



【図 11】



100 : モーター駆動装置

【書類名】 要約書

【要約】

【課題】 大容量のコンデンサを有しないインバータ駆動のモータ駆動装置 101b において、内部の寄生容量への充電電流や、モータ 2 からの回生電流の影響で、単相交流電源に流れる電流波形が歪み、入力力率や駆動効率が悪化するのを抑制する。

【解決手段】 単相交流電源 1 に接続され、モータ 2 に電流及び電圧を印加するインバータ回路 4 と、該インバータ回路 4 の入力電圧  $V_{pn}$  を検出するインバータ入力電圧検出部 8 とを備え、インバータ入力電圧が  $V_{pn}$  が単相交流電源 1 の電圧の絶対値  $|v|$  と等しくなるよう、モータ 2 に供給する電流を決定する。

【選択図】 図 3

特願 2 0 0 3 - 1 0 9 3 9 5

出 願 人 履 歴 情 報

識別番号 [ 0 0 0 0 0 5 8 2 1 ]

1. 変更年月日	1 9 9 0 年 8 月 2 8 日
[変更理由]	新規登録
住 所	大阪府門真市大字門真 1 0 0 6 番地
氏 名	松下電器産業株式会社